

卓越工程师培养计划丛书

# 深入浅出电源设计

吴祥兴 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

## 内 容 简 介

本书从电源工程师设计实践的角度出发,摒弃了不适用的理论,专注于电源研发工程师实际工作中常遇到的重点问题。书中的主要内容包括基本电路拓扑工作原理、开关电源的控制模式、开关电源环路控制设计、开关电源中的电感变压器及开关电源的电磁兼容。

本书适合作为电源工程师、电子工程师的设计参考书,也是相关领域工程技术人员了解电源设计的参考书,同时还可作为相关院校的教学用书。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。  
版权所有,侵权必究。

## 图书在版编目(CIP)数据

深入浅出电源设计/吴祥兴编著. —北京:电子工业出版社,2014.4  
ISBN 978-7-121-22732-5

I. ① 深… II. ① 吴… III. ① 电源-设计 IV. ① TM910.2

中国版本图书馆CIP数据核字(2014)第057302号

策划编辑:柴 燕 (chaiy@phei.com.cn)

责任编辑:侯丽平

印 刷:

装 订:

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编:100036

开 本:787×1092 1/16 印张:14.25 字数:364.8千字

印 次:2014年4月第1次印刷

印 数:3000册 定价:68.00元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010) 88258888。

# 前 言

电源设计不难，但是要设计一个稳定可靠且性能很好的电源就比较难了。如果能把电源用理论解释得很清楚，或者能准确地用电源理论指导实际电源设计，也就是知其然也知其所以然，那就更难。笔者曾从事过软件设计工作，最喜欢看的是一本中国台湾人写的技术书，复杂的技术经过其深入浅出的分析和解剖，很容易让读者学习、应用。笔者在电源设计领域打拼多年，也萌生了要以深入浅出的手法写一本关于电源设计的经验之书，以飨后来者。

本书结合电源工程师的日常工作实践经验，力求深入浅出、系统地讲解与实际电源设计相关的知识。本书在写作过程中，学习参考了多位电源界前辈的理论著作，也翻译了若干经典的外语文献，同时吸取了网络精华讨论结果，并与很多资深电源工程师进行了讨论研究，最终提炼而成。

本书内容包括以下几大部分。

(1) 基本电路拓扑：降压电路 (buck)、升压电路 (boost)、升降压电路 (buck - boost)、反激电路 (flyback)、正激电路 (forward)、半桥电路 (half bridge) 及 LLC 谐振电路等的工作原理及其优缺点。

(2) 电路的工作模式：连续工作模式 (CCM)、断续工作模式 (DCM) 及临界工作模式 (BCM) 的原理和工作过程。

(3) 开关电源的控制模式：电压控制模式、峰值电流模式、平均值电流模式、滞环电流控制模式、相加模式等的原理和优缺点，前馈补偿、频率补偿、频率匹配等的原理和实现方法。

(4) 环路补偿设计：自动控制原理、增益带宽对电源性能的影响，零、极点补偿和环路稳定的标准，进行零、极点补偿的原理和方法。具体的电流环路、电压环路控制补偿设计实例，Ⅰ类补偿、Ⅱ类补偿和Ⅲ类补偿等。

(5) 磁芯、电感和变压器：电磁三大定律，磁学分析，高频开关电源的磁芯材料，变压器的设计，损耗、温升、绝缘分析，线圈，集肤效应，邻近效应，变压器的绕制和工艺等。

(6) 电磁兼容 EMC：LISN、传导和辐射、电场、磁场、电磁屏蔽、EMI 滤波器的原理和设计、接地、PCB Layout，以及共模干扰和差模干扰的产生和抑制。

本书是电源工程师们多年的设计知识、实践、经验的总结，但不是笔者一个人的努力和结果，而是与很多一线从事开关电源研发、设计、生产的资深工程师和技术人员交流、研究、讨论和总结的结果。本书摒弃了一些不实用的、大而全、晦涩难懂的理论，尽量从工程师的角度出发，专注于电源研发工程师实际工作中常碰到的一些重要问题，追求理论和实践相结合（无理论解释不通的实践，也无实践不支持的理论）。

刚入职场的新人，可以通过本书深入浅出、娓娓道来的知识，系统地学习开关电源设计。这个过程可能要花一些时间，不过一旦详细学习和研究过后，应该会对实际电源设计工作有一个系统、全面、高屋建瓴的把握和理解。如果是中级或者中高级读者，本书的内容可以作为平时工作中温故而知新、研发产品、debug 等相对系统而全面的电源理论参考书。如果是高手甚或以上读者，对本书所述的内容早已参透本质，也可在写一些报告、总结、讲义的时候偶尔翻翻。

正因为是站在巨人肩膀上的总结，本书要感谢赵修科、杨继深、CMG（郭春明）、yhuming 等众多电源前辈和高手，还要感谢斜阳古道、nansir、sometimes、qqmm6397、cheng47、Jerome、whateverj、weitt、xieyue、nongfu、jacky800、nsezcy、harry1982、chinatx、jxgem、liuxinming 等众多电源工程师网友的讨论和支持。

尽管笔者不断努力完善本书对电源知识的总结，但由于水平所限，书中一定还会存在这样或那样的错误和不足，笔者将保持谦虚谨慎、积极学习的心态，期待大家批评指正。

吴祥兴  
2014 年 4 月



# 目 录

第 1 章 基本电路拓扑工作原理	1
1.1 Buck 变换	1
1.1.1 Buck 变换基本原理	1
1.1.2 CCM 模式的 Buck 变换稳态分析	1
1.1.3 DCM 和临界模式 Buck 变换稳态工作分析	3
1.1.4 同步 Buck 分析	4
1.2 Boost 变换	9
1.2.1 Boost 变换基本原理	9
1.2.2 连续工作模式的 Boost 变换	9
1.2.3 非连续和临界工作模式的 Boost 变换	11
1.3 Buck – Boost 变换	16
1.3.1 CCM 模式工作的 Buck – Boost 变换	16
1.3.2 Buck – Boost 变换的非连续工作模式	18
1.3.3 实用的 Buck – Boost 线路——Sepic 和 Zeta 线路分析	20
1.4 反激变换	22
1.4.1 反激变换原理和变压器的设计	25
1.4.2 反激电源变压器的气隙	26
1.4.3 RCC 自激变换原理及变压器设计	27
1.4.4 RCC 充电器	35
1.5 小信号模型分析	36
1.6 正激变换器简介	41
1.7 半桥变换器简介	44
1.8 半桥 LLC 谐振变换电路原理分析	46
1.9 开关电源峰值、平均值和有效值电流计算	50
本章总结	51
第 2 章 开关电源的控制模式	53
2.1 开关电源的 PWM 控制	53
2.2 电压模式控制原理及优缺点分析	54
2.3 峰值电流模式控制原理及优缺点分析	56
2.3.1 斜率补偿的电路实现	58
2.3.2 斜率补偿设计实例	60
2.4 平均电流模式控制原理及优缺点分析	64
2.5 滞环电流模式控制 PWM	68
2.6 相加模式控制 PWM	69
本章总结	69

<b>第3章 开关电源环路控制设计</b>	71
3.1 元器件的高频分布参数	71
3.1.1 电感器高频等效电路	71
3.1.2 电容器高频等效电路	72
3.2 基本控制理论	73
3.2.1 零、极点及传递函数	73
3.2.2 基本环节及传递函数	74
3.3 控制系统的时域分析	79
3.3.1 典型输入信号	79
3.3.2 一阶系统的动态响应（过渡过程）	81
3.3.3 二阶系统的动态响应	83
3.4 控制系统的稳定性	88
3.5 控制系统的频率特性	88
3.5.1 对数频率特性图（波特图）	89
3.5.2 相位裕度与增益（幅值）裕度	90
3.5.3 用波特图分析常见零、极点性能	91
3.6 开关电源负反馈控制	93
3.6.1 开关电源环路的开环和闭环增益	93
3.6.2 环路的稳定性判据	95
3.7 开关电源频率补偿电路	96
3.7.1 单极点补偿，Ⅰ类补偿	96
3.7.2 双极点、单零点补偿，Ⅱ类补偿	97
3.7.3 三极点、双零点补偿，Ⅲ类补偿	97
3.8 开关电源环路频率补偿设计实例	98
本章总结	103
<b>第4章 开关电源中的电感变压器</b>	104
4.1 电磁基本知识	104
4.1.1 基本概念和定律	104
4.1.2 高斯定理	104
4.1.3 安培环路定律	105
4.1.4 法拉第定律	106
4.1.5 磁路的基本知识	106
4.2 材料磁化的基本知识	108
4.2.1 磁性材料的磁化	108
4.2.2 饱和磁滞回线和基本参数	109
4.3 磁化曲线的测量和显示	111
4.3.1 测试原理和电路	112
4.3.2 示波器显示磁滞曲线的原理和线路	113
4.3.3 高频下的磁化曲线	114
4.4 磁芯磁化的电磁能量关系	116

4.5	磁芯损耗 .....	117
4.6	电感变压器基本知识 .....	119
4.6.1	电感 .....	119
4.6.2	变压器 .....	121
4.6.3	实际变压器等效模型 .....	123
4.7	磁芯电感的计算 .....	124
4.7.1	不带气隙磁芯电感的计算 .....	125
4.7.2	带气隙磁芯电感的计算 .....	125
4.8	开关电源常用的软磁材料 .....	126
4.8.1	铁氧体 .....	126
4.8.2	磁粉芯 .....	129
4.9	线圈 .....	132
4.9.1	线圈的绝缘 .....	132
4.9.2	线圈损耗 .....	133
4.9.3	集肤效应 .....	133
4.9.4	邻近效应 .....	134
4.10	变压器绕法与漏感 .....	135
4.11	变压器杂散（寄生）电容 .....	138
4.12	无源损耗 .....	139
4.13	开关电源中功率变压器和电感的设计 .....	140
4.13.1	功率电感 .....	140
4.13.2	单端反激变压器 .....	143
4.13.3	正激变换器变压器 .....	143
4.13.4	双端变换的磁芯变压器 .....	144
4.13.5	磁放大器 .....	147
4.13.6	尖峰抑制磁珠 .....	151
4.13.7	交流电流互感器 .....	152
4.13.8	脉冲直流互感器 .....	154
4.14	电磁元件损耗与温升的简易计算方法 .....	154
4.15	电磁元件工艺设计规范 .....	156
4.15.1	变压器设计工艺规范 .....	156
4.15.2	电感设计工艺规范 .....	157
	本章总结 .....	157
第5章	开关电源的电磁兼容 .....	159
5.1	EMC 的基本知识 .....	159
5.1.1	电磁兼容的标准 .....	160
5.1.2	电磁兼容的测试 .....	162
5.2	分贝的知识 .....	166
5.3	时域信号的频谱分析 .....	167
5.4	峰值、准峰值及平均值检测 .....	169

---

5.5	差模信号和共模信号 .....	171
5.6	开关电源的地线 .....	172
5.6.1	地线的分类 .....	172
5.6.2	地线干扰 .....	173
5.6.3	开关电源的接地策略 .....	175
5.7	开关电源的电磁屏蔽 .....	176
5.7.1	波阻抗 .....	176
5.7.2	电磁屏蔽效能 .....	176
5.7.3	电磁屏蔽的孔洞和缝隙 .....	178
5.8	EMI 滤波器技术 .....	180
5.8.1	EMI 电源滤波器网络及其插入损耗分析 .....	183
5.8.2	滤波器的反射系数 .....	186
5.8.3	EMI 滤波器元件 .....	188
5.8.4	差模/共模滤波器的分析 .....	196
5.8.5	电源线衰减 .....	201
5.8.6	专用电源滤波器 .....	201
5.9	PCB 布线与电磁兼容设计 .....	204
5.9.1	PCB 布线电感 .....	204
5.9.2	PCB 电磁辐射 .....	206
5.9.3	影响差模电流真实回路的因素 .....	209
5.9.4	PCB 线路板边缘的一些问题 .....	210
5.10	瞬态脉冲干扰的抑制 .....	211
5.11	传导辐射超标的对策 .....	213
5.11.1	传导超标的对策 .....	213
5.11.2	辐射发射超标的对策 .....	214
5.12	谐波电流的相关知识 .....	214
5.12.1	谐波标准 .....	214
5.12.2	按谐波限值不同对设备的分类 .....	215
5.13	开关电源中的安规 .....	215
5.13.1	安全认证机构 .....	215
5.13.2	CB 制度 .....	215
5.13.3	设备按安规标准的分类 .....	216
	本章总结 .....	216
	参考文献 .....	219

# 第 1 章 基本电路拓扑工作原理

## 1.1 Buck 变换

### 1.1.1 Buck 变换基本原理

开关电源通常由功率传输部分和控制部分组成。本节将讨论 Buck 变换的基本原理以及对连续模式和非连续模式 Buck 变换进行稳态分析。

Buck 变换是降压变换。Buck 变换基本原理图如图 1-1 所示，CR1 为续流二极管（free-wheeling），电感等效直流电阻为  $R_L$ ，电容等效串联电阻为  $R_C$ ，负载为  $R$ 。当开关管 Q1 导通时， $V_{in}$  给电感 L 储能，电感 L 中的电流线性上升，电感 L 产生左正右负的感应电动势。电源  $V_{in}$  同时对电容 C 和负载供电，续流二极管截止。当 Q1 截止后，由于流过电感的电流不能突变，为了维持电感中的电流，电感 L 产生左负右正的感应电动势，c 点的电位为负，低于零，续流二极管 CR1 导通，电感 L 中储存的能量向电容和负载供电。

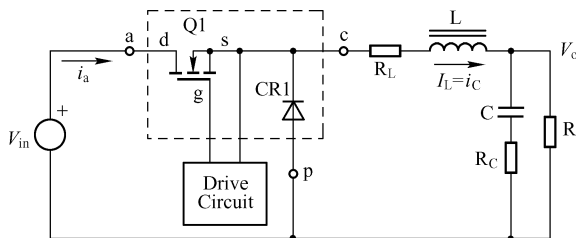


图 1-1 Buck 变换基本原理框图

根据电感电流在一个周期内是否为零，可以分为连续模式和非连续模式：处于稳态工作的 Buck 线路，如果电感电流在整个周期内都是连续的，则为连续工作模式（Continue Current Mode, CCM）；如果电感电流在周期内某一段时间为零，则为非连续工作模式（Discontinue Current Mode, DCM）。处于连续模式和非连续模式之间的为临界模式，此时，电感电流在下一个导通瞬间刚好下降到零。

Buck 变换使用 NMOS 还是 PMOS？① 对于相同尺寸的晶片，NMOS 的导通电阻  $R_{DS(on)}$  比 PMOS 的导通电阻  $R_{DS(on)}$  低；② 用 NMOS 的驱动电路较复杂，往往需要浮地或者自举电路；③ 相同额定电流的 PMOS 比 NMOS 贵；④ PMOS 不能用在需要通过很大电流的场合。实际使用中根据以上几点来选择是用 NMOS 还是用 PMOS。

### 1.1.2 CCM 模式的 Buck 变换稳态分析

CCM 模式的两种工作状态如图 1-2 所示。

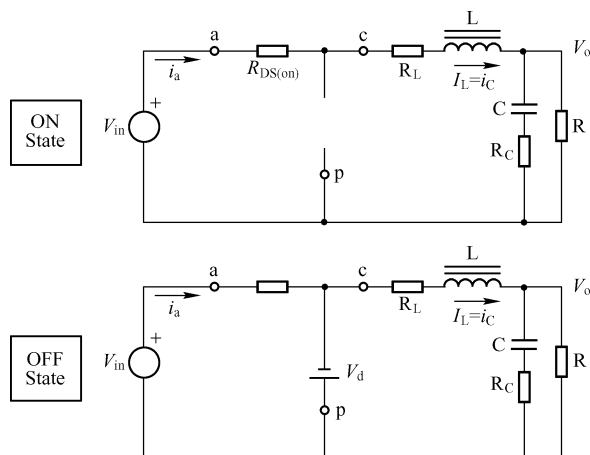


图 1-2 CCM 模式的两种工作状态

CCM Buck 变换的典型电流电压波形如图 1-3 所示：

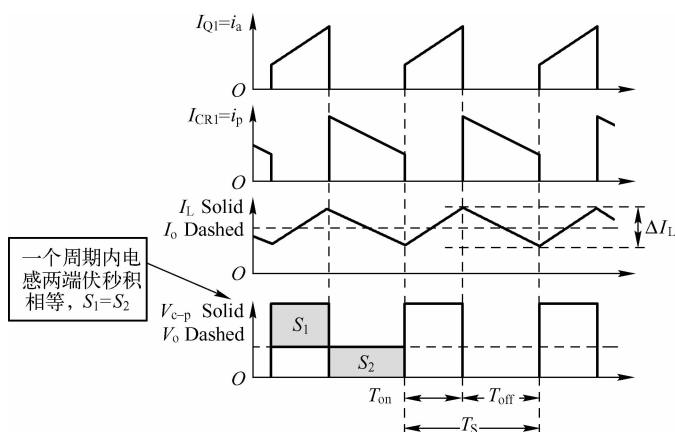


图 1-3 CCM Buck 变换的典型电流电压波形

CCM 分析（分析时忽略电感等效直流电阻  $R_L$  和电容等效串联电阻  $R_C$ ）如下。

(1) 开关管 Q1 导通时，电感两端电压为  $V_{in} - V_o$ ：

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \Rightarrow V_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} = V_{in} - V_o \quad (1-1)$$

电感电流线性上升：

$$di_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} dt \Rightarrow \Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} \Delta t$$

$\Delta i_L$  为电感纹波电流。

(2) 开关管 Q1 截止时，由于电感电流不能突变，续流二极管 CR1 导通，电感续流，电感电流线性下降。忽略二极管导通压降有：

$$V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{T_{off}} \Rightarrow V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T} \quad (1-2)$$

对于稳态工作的 Buck 变换，导通时电感电流的增加必须与截止时电感电流的减少相等，

才能保证电感的磁复位。

推导 Buck 变换输出电压的三种方法如下所示。

(1) 由于导通和截止时, 电感电流的上升和下降相等, 联立方程 (1-1) 和 (1-2) 可解得

$$V_o = V_{in} \cdot D \quad (\text{由于 } D \text{ 永远小于 } 1, \text{ 故为降压模式}) \quad (1-3)$$

(2) 通过一个开关周期内, 电感两端的伏秒积平衡 (相等) 可得 (图 1-3 中,  $S_1 = S_2$ )

$$(V_{in} - V_o) \cdot D \cdot T = V_o \cdot (1 - D) \cdot T \quad (1-4)$$

同样可以推出  $V_o$ , 如等式 (1-3)。

(3) 由于 Buck 变换后面 L、C 组成低通滤波器的截止频率 (通常在 500Hz 到 5kHz) 远低于开关电源的工作频率 (通常 100kHz 到 500kHz)。令上管 Q1 和续流二极管 CR1 之间联结点的电压为  $V_{c-p}$ 。 $V_{c-p}$  的直流成分可以无阻碍地传输, 而高频分量将会大大地衰减。 $V_{c-p}$  在 Q1 导通时对地电压为  $V_{in}$ , 持续时间为  $DT$ ;  $V_{c-p}$  在 Q1 截止时, 由于续流二极管导通, 对地电位为零。因此, 输出电压也就等于  $V_{c-p}$  的平均值电压, 即  $\frac{V_{in}DT}{T} = V_{in}D$ , 同样得到输出电压如等式 (1-3)。

注:  $T_{off} = (1 - D) \cdot T$ ,  $V_o = V_{in} \cdot D$  仅仅针对 CCM 模式成立, 对于 DCM 模式不成立。

由于假设电感、电容为理想元件, 一个周期内不消耗能量, 因此, 输出负载电流也就等于电感电流一个周期内的平均值, 即:

$$I_o = I_{L(\text{avg})} \quad (1-5)$$

换句话说, Buck 线路电感电流的平均值等于负载电流的平均值, 这个结论不管是 CCM、DCM 还是临界模式都成立。

### 1.1.3 DCM 和临界模式 Buck 变换稳态工作分析

对于连续模式工作的 Buck 变换, 如果负载电流持续降低, 将会出现在一个周期内的某一时段电感电流为零的情况。这种工作模式就是非连续 (DCM) 的 Buck 变换工作模式, DCM 模式的 Buck 变换电感电流的波形如图 1-4 所示。在每个周期中, DCM 的 Buck 变换有三种工作状态。处于连续与非连续工作模式之间的工作模式即为临界工作模式 (BCM), BCM 临界模式的 Buck 变换电感电流波形如图 1-5 所示。

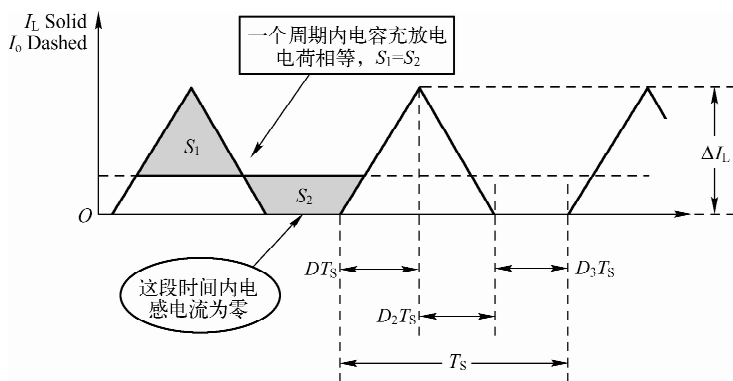


图 1-4 DCM 模式的 Buck 变换电感电流波形

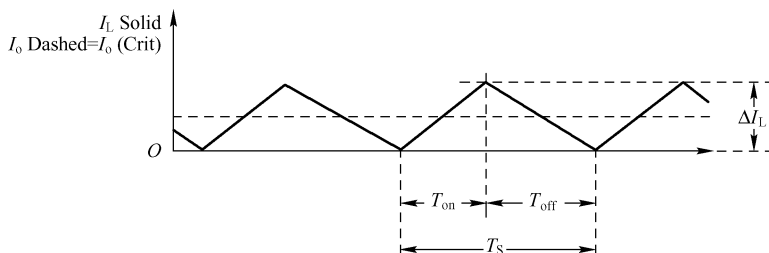


图 1-5 BCM 临界模式的 Buck 变换电感电流波形

DCM Buck 变换工作的三种状态如下。

(1) ON 状态, Q1 开通, CR1 截止, 电感电流增加:

$$\Delta I_L (+) = \frac{V_{in} - V_o}{L} \cdot T_{on} \quad (1-6)$$

对于 DCM 模式, 上式为电感纹波电流的幅值, 也为电感电流的峰值。

(2) OFF 状态, Q1 关闭, CR1 导通, 电感电流线性下降:

$$\Delta I_L (-) = \frac{V_o}{L} \cdot T_{off} \quad (1-7)$$

(3) IDLE 状态, Q1 截止, CR1 截止, 电感电流理论上为零 (实际电路中会由于电感电容谐振而存在谐振电流)。

与 CCM 模式一样, 有三种推导 DCM 模式下输出电压公式的方法, 如下所示。

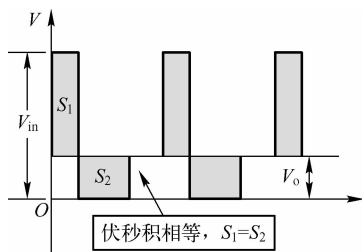


图 1-6 DCM 模式下电感左端电压波形

(1) 电感电流上升、下降纹波相等, 联立式 (1-6) 和式 (1-7) 可解得

$$V_o = V_{in} \cdot \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (1-8)$$

(2) 根据一个周期内, 电感两端伏秒积相等, 即

$$(V_{in} - V_o) \cdot T_{on} = V_o \cdot T_{off} \quad (1-9)$$

同样, 可推出等式 (1-8)。

(3)  $V_{c-p}$  的平均值, 即为  $V_o$ , 由图 1-6 同样可推导得等式 (1-8)。

根据输出负载电流的平均值等于电感电流的平均值, 有

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{I_{pk}}{2} \cdot \frac{T_{on} + T_{off}}{T_s} \quad (1-10)$$

#### 1.1.4 同步 Buck 分析

同步 Buck 变换的原理图如图 1-7 所示。

对于同步 Buck 变换, 主要用于低压输出的 Buck 变换, 由于 MOSFET Q2 的导通压降比续流二极管的导通压降低, 因此能提高效率。

为什么同步 Buck 对于低压大电流的情况有优势呢? 因为肖特基续流二极管的正向导通压降在 0.3V 左右, 而 MOSFET 的导通压降在 0.1V 左右, 相差 0.2V, 对于较高的输出电压来讲, 效率的提升有限 (如输出为 5V, 则输出效率的提升约为  $0.2/5 = 4\%$ ), 同时使用同步



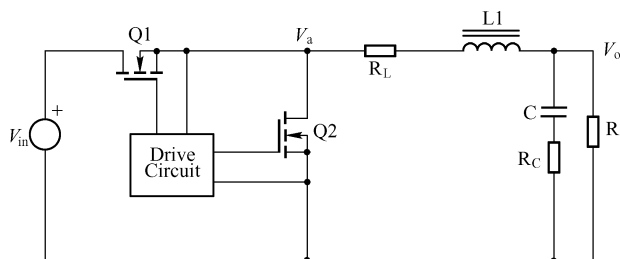


图 1-7 同步 Buck 变换的原理图

Buck，解决的成本会升高，因此对高压输出来讲不常用；而对于低压情况，如输出电压 1V，则带来的效率提升为  $0.2/1 = 20\%$ ，因此效率的提升很可观，效率提高了，发热量会减小。

但是使用同步 Buck 变换，需要注意以下几点。

(1) 上管 Q1 和下管 Q2 的共态导通（上下管由于驱动线路的死区时间不够大，或者由于 MOSFET 的结电容太大，导致一管未完全关断前，另一管已导通，出现上管、下管直通，这时，相当于  $V_{in}$  对地短路）易烧 MOSFET 和 IC。

(2) 下管 MOSFET 关断时，体内寄生二极管存在反向恢复问题，而对于续流二极管一般为肖特基二极管，不存在反向恢复问题。

(3) 由于上、下管驱动存在死区时间，当上管截止，电感续流，而 MOSFET 未导通时，下管 MOSFET 的体内寄生二极管续流。由于 MOSFET 的体内寄生二极管导通压降大，而且此时电感续流电流最大，因此，同步 Buck 变换的效率会下降，下管 MOSFET 的温度会上升。为了解决这个问题，常常在成本允许的情况时，最好下管两端再并联一个肖特基二极管，它的目的是让下管 MOSFET 未完全导通时，由此肖特基二极管续流，减少 MOSFET 体内寄生二极管的发热。

(4) 电流不是特别大时，上管可用 PMOS（易于驱动），下管用 NMOS，如果上管也用 NMOS，则要有自举电路或隔离驱动电路。上管的驱动问题是什么呢？对于所有如 Buck、半桥、全桥、LLC、有源钳位等需要上管（NMOS）驱动的地方，如果上管导通时，开关管的源极电位为输入电压，此时的驱动电压要高于输入电压加开关管导通的阈值电压才能让上管顺利导通，而当上管截止，下管导通时，上管的源极电位为零。因此为了驱动上管往往需要通过以下三种方法：① 专用的驱动芯片；② 隔离变压器；③ 自举电路。

### 1. Buck 线路最大电感电流，最小电感电流和输出纹波电压

Buck 线路一个周期内，最大电感（MOSFET、二极管）电流与最小电感（MOSFET、二极管）电流（有助于选择元器件型号）：

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left( \frac{V_o}{L} \cdot T_{\text{off}} \right) \quad (1-11)$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left( \frac{V_o}{L} \cdot T_{\text{off}} \right) \quad (1-12)$$

最小电感电流为零是 Buck 变换的边界条件，即边界时（取  $T_{\text{off}} = (1 - D) \cdot T$ ）：

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left( \frac{V_o}{L} \cdot T_{\text{off}} \right) = 0 \quad (1-13)$$

对于临界模式，电感电流的峰峰值刚好等于平均电流的两倍。

## 2. CCM 模式输出纹波电压的推导

抓住电容一个周期内的充电电荷与放电电荷相等，同时考虑电感电流纹波波形。

$$\text{电容充放电电流为:} \quad i_C = i_L - i_R \quad (1-14)$$

$$\text{当电流为正, 电容充电:} \quad \Delta Q = C \cdot \Delta V_o \quad (1-15)$$

对于连续模式或临界连续模式工作的 Buck 变换，一个周期内电容近似为线性充电，则充电电荷为电感电流纹波（交流波形）时间轴上方的三角形面积，如图 1-8 所示。（注：三角形面积仅适用于连续模式和临界模式，不适用于非连续模式。）

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \quad (\text{对于连续模式, } T_{\text{on}} + T_{\text{off}} = T_s) \quad (1-16)$$

因此，由式（1-15）和式（1-16）联立，可得

$$\Delta V_o = \frac{(T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} \quad (1-17)$$

对于连续模式 Buck 变换的输出纹波，可以推导如下：

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{(T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} \Rightarrow \Delta V_o = \frac{T_s \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} = \frac{(1-D) \cdot T_s \cdot V_o}{L \cdot C} \cdot \frac{T_s}{8} \\ &= \frac{D \cdot T_s \cdot (V_{\text{in}} - V_o)}{L \cdot C} \cdot \frac{T_s}{8} \end{aligned} \quad (1-18)$$

电容充放电电流（与电感电流纹波有相位差）与纹波电压波形如图 1-8 所示。

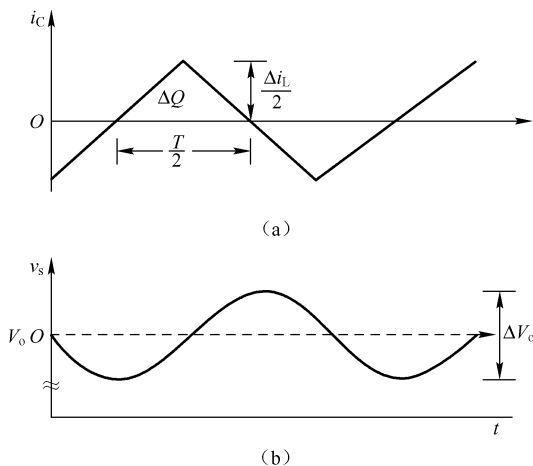


图 1-8 电容充放电电流与纹波电压波形

## 3. DCM 非连续工作模式下，Buck 变换输出纹波的推导

由图 1-9 可知，电容充电电荷：

$$\Delta Q = \frac{T' \cdot (\Delta I_L - I_o)}{2} \quad (1-19)$$

其中，

$$\frac{T'}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} = \frac{(\Delta I_L - I_o)}{\Delta I_L}$$

故 
$$\Delta Q = \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{2 \cdot \Delta I_L} \cdot (T_{on} + T_{off}) \quad (1-20)$$

又根据电感平均电流与输出负载平均电流相等可得

$$\frac{1}{2} \cdot (T_{on} + T_{off}) \cdot \Delta I_L = I_o \cdot T_s \Rightarrow (T_{on} + T_{off}) = \frac{2 \cdot I_o \cdot T_s}{\Delta I_L}$$

所以 
$$\Delta Q = \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{(\Delta I_L)^2} \cdot I_o \cdot T_s \quad (1-21)$$

因此，DCM 模式下的输出纹波为：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{(\Delta I_L - I_o)^2}{C \cdot (\Delta I_L)^2} \cdot I_o \cdot T_s \quad (1-22)$$

可见，DCM 模式下的输出电压纹波与电感电流纹波、输出电流、开关频率、输出电容等有很大的关系。

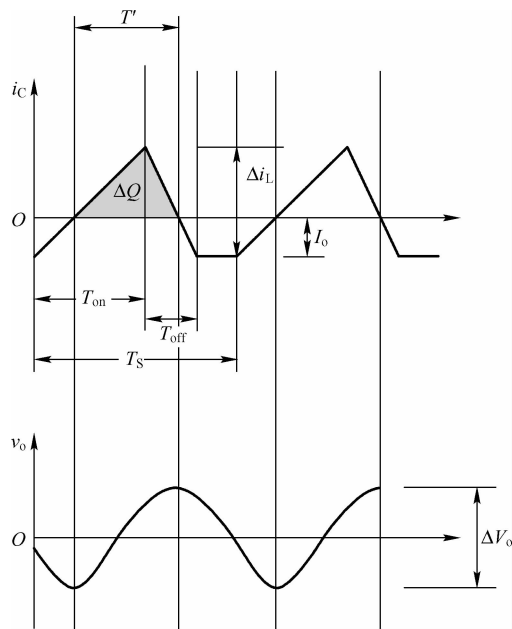


图 1-9 DCM 模式下电容充放电电流和纹波电压波形

#### 4. Buck 变换关键元器件的选择和计算

输出电容的作用有储能、滤波，保持输出电压的稳定等。由于电感电流的纹波已经确定，一般依据输出电压纹波的要求来选取输出电容的容量。根据等式 (1-17) 得 CCM 模式下的最小电容量的选取为：

$$C \geq \frac{\Delta I_L \cdot (T_{on} + T_{off})}{8 \cdot \Delta V_o} \quad (\text{对于 CCM, } T_{on} + T_{off} = T_s)$$

同理，依据等式 (1-22)，DCM 模式下最小电容量的选取为：

$$C \geq \frac{I_o \cdot T_s}{\Delta V_o} \cdot \left(1 - \frac{I_{o(\max)}}{\Delta I_L}\right)^2 \quad (1-23)$$

以上都为理论计算值，实际调试中为了获得需要的 ESR，会选择电容值比理论值大得多

的电容器，同时也可能采取电解电容、陶瓷电容混合并联使用。

无论是连续还是非连续工作模式，为了消除电容对纹波的影响，都要求：

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (1-24)$$

电容的纹波电流流过电容的 ESR，造成功率损耗，这是电容内部发热的一个重要原因。电容的温度对电容的寿命有严重的影响，因此选择电容时要注意电容可以通过的额定纹波电流以及电容工作的环境温度。

前面针对 CCM、DCM 工作模式的电感量计算已经做了详细的讨论。除了选择合适的电感量，在选择 Buck 电感时还需要考虑电感能够承受的最大直流电流和最大峰值电流以及最大工作频率。这些参数保证电感的温度不会太高以及足够的抗磁饱和能力。用于 Buck 电感常见的磁性材料是铁氧体和铁粉芯。

作为开关的 MOSFET 损耗可以用如下公式近似：

$$P_{D(MOSFET)} = I_o^2 \cdot R_{DS(on)} + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_o \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s + Q_{gate} \cdot V_{GS} \cdot f_s \quad (1-25)$$

其中， $t_r$  和  $t_f$  分别是开关管的开通时间和关断时间。

MOSFET 的结温可以用下面的公式加以计算：

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\Theta JA} \quad (1-26)$$

其中， $T_A$  为环境温度或散热片的温度， $R_{\Theta JA}$  为 MOSFET 节点到环境或散热片之间的热阻。 $P_D$  为 MOSFET 的总功率损耗。

可见，开关管的功率损耗是由开关损耗、导通损耗、驱动损耗三部分组成的。除了考虑 MOSFET 的功耗外还需考虑 MOSFET 的最大击穿电压  $V_{(BR)DSS}$  和最大导通电流  $I_{D(max)}$ 。不同的应用场合，有时还需考虑 MOSFET 的开通时间和关断时间、寄生电容的大小以及开通关断阈值等，例如同步整流和低压驱动场合等。

选择续流二极管需要考虑的是二极管的开关时间要快，足够的反向击穿电压、足够的额定电流、正向导通压降、二极管功耗，以及合适的封装形式，一般选用肖特基二极管。

## 5. Buck 变换总结

(1) 对于 CCM 模式的 Buck 变换，输出电压只与输入电压和占空比有关；而对于 DCM 模式的 Buck 变换，输出电压与输入电压、电感、占空比、开关频率和输出负载都有关。

(2) 一个周期内电感电流的变化量为零（即导通时电感电流的上升量与截止时电感电流的下降量相等）。

(3) 稳态工作一个周期内，电容的充电量与电容对外的放电相等。

(4) 对于 Buck 变换连续时，有  $V_o = V_{in} \cdot D$ ，但是非连续变换时，上式并不成立。

(5) 如果输入电压与输出电压相差很大，占空比很小，则一个周期上管导通时间很小，同步整流下管（续流二极管）导通时间很长。因此要求选择下管导通电阻小、上管开关损耗小（结电容小）的 MOSFET。

(6) 无论 CCM 或是 DCM，推导输出电压，抓电感一个周期内伏秒积相等；推导输出纹波，抓输出电容的充放电电荷（电容的充放电电流与电感电流纹波相等，存在相位差）。

(7) 流过电感的电流不能突变，电容两端的电压不能突变。

## 1.2 Boost 变换

### 1.2.1 Boost 变换基本原理

Boost 变换的基本原理图如图 1-10 所示, 当开关 Q1 导通时, 电感 L 两端的电压为输入电压  $V_{in}$ , 电感电流线性增加, 电感储能, 同时负载由电容 C 供电; 当开关管 Q1 关闭后, 电感为了阻止电流的变化, 电感 L 产生左负右正的感应电动势, 这个电动势与输入电压  $V_{in}$  之和使二极管 CR1 导通给电容和负载供电。

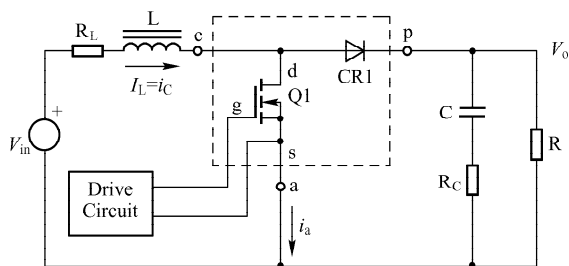


图 1-10 Boost 变换基本原理图

Boost 变换一般也叫升压变换, 电感 L 储能, 通过 Q1 的导通与关断, 实现升压的目的。Boost 变换根据流过电感 L 的电流是否有为零的情况, 可以分为连续模式、临界模式和非连续模式三种工作状况。连续模式下一个周期内任何时刻电感电流都不为零; 非连续工作模式下电感电流在一个周期内有一段时间为零; 处于两者之间为临界模式。

### 1.2.2 连续工作模式的 Boost 变换

连续工作模式的 Boost 变换根据 MOSFET 的导通与关断, 电路有两种工作状态: 导通状态与关断状态, 如图 1-11 所示。

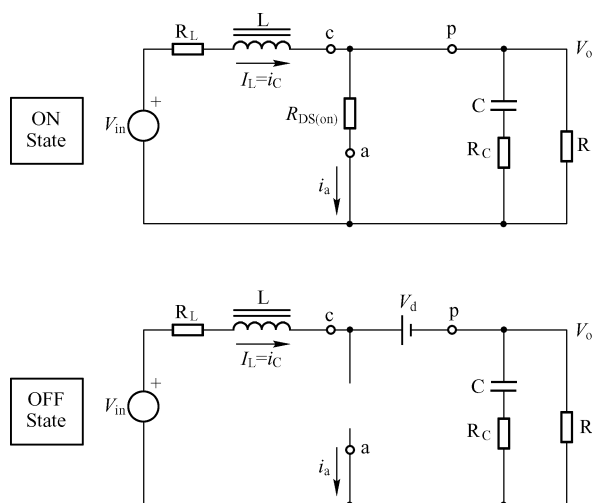


图 1-11 连续工作模式的 Boost 变换的两种工作状态

当 Q1 导通时, 电感两端电压为  $V_{in}$ , 电感储能, 副边能量全部由电容放电提供。连续工作模式的 Boost 变换波形如图 1-12 所示。

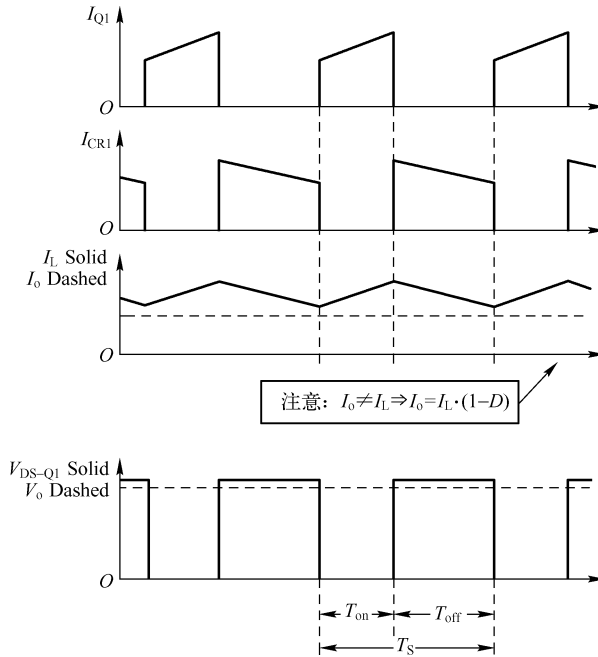


图 1-12 连续工作模式的 Boost 变换波形

输出电压  $V_o$  的推导过程如下。

(1) 根据电感电流一个周期内电流的上升、下降相等。

Q1 导通时, Boost 电感两端的电压:

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{T_{on}} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T_s} \quad (1-27)$$

从而, 电感电流在导通时间内的上升:

$$\Delta i_L(+) = \frac{V_L}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (1-28)$$

Q1 截止时, 截止瞬间由于电感电流不能突变, 电感电流有减小的趋势, 电感两端感应左负右正的电势, 二极管导通。

电感电流的下降量:

$$\Delta i_L(-) = \frac{(V_o - V_{in})}{L} \cdot T_{off} = \frac{(V_o - V_{in})}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad [\text{对于连续变换, } T_{off} = (1 - D)T_s] \quad (1-29)$$

对于稳态工作的电感电流, 一个周期内, 电感电流的上升与电感电流的下降相等, 即:

$$\Delta i_L(+) = \Delta i_L(-) \quad (1-30)$$

解得输出电压  $V_o$ :

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (1-31)$$

不过, 同样值得注意的是, 上式仅仅对于连续工作模式的 Boost 变换, 由于  $T_{on} + T_{off} =$

$T_s$ , 才能成立。

(2) 最简单的方法: 利用电感两端一个周期内伏秒积相等。

$$V_{in} \cdot D \cdot T_s = (V_o - V_{in}) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (1-32)$$

同样解得输出电压  $V_o$ :

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - D}$$

### 1. 输出电流 $I_o$

注意: Boost 变换电感电流的平均值并不等于输出电流 (见图 1-12 所示波形)。实际上, 电感电流仅仅在 Q1 截止期间输出能量, 也就是说, 对于 Boost 变换, 在截止时期电感输出电流在一个周期内的平均值即为输出电流  $I_o$ , 有如下关系式:

$$I_o = \frac{I_L \cdot T_{off}}{T_s} = \frac{I_L \cdot (1 - D) \cdot T_s}{T_s} = I_L \cdot (1 - D) \quad (1-33)$$

另外, 一个周期内任何时刻的 Boost 变换电感电流都等于输入电流, 因此, Boost 变化电感电流的平均值等于输入电流的平均值:

$$I_L = I_{in}$$

因此, 还有一种方法计算输出电流, 由于一个周期内输入电流的平均值实际上就是 Boost 电感电流的平均值, 也可以利用输出/输入功率能量守恒, 有:

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o = \frac{V_{in}}{1 - D} \cdot I_o = V_{in} \cdot I_L \quad (1-34)$$

同样, 可得到输出电流等式 (1-33)。

### 2. 连续 Boost 变换关键元器件波形

连续 Boost 变换关键元器件波形如图 1-13 所示。

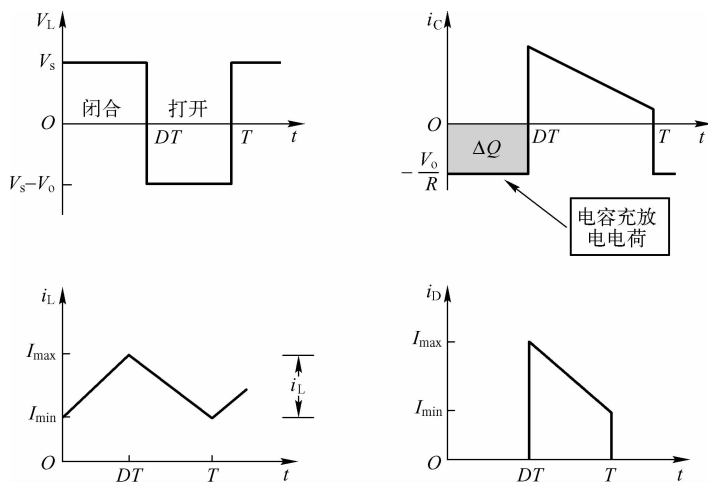


图 1-13 连续 Boost 变换关键元器件波形

#### 1.2.3 非连续和临界工作模式的 Boost 变换

在一个周期内电感电流有为零的时段, 这样的 Boost 变换为非连续工作模式的 Boost, 电

电感电流的波形如图 1-14 所示。

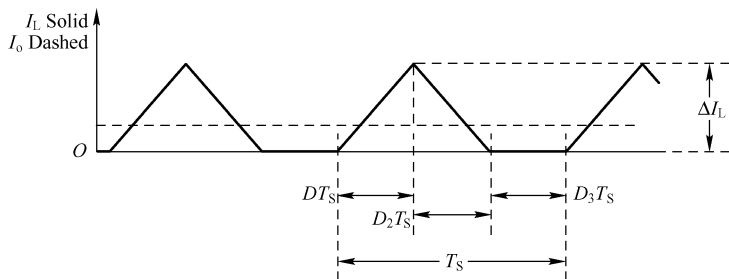


图 1-14 非连续工作模式 Boost 变换的电感电流波形

处于连续和非连续工作模式之间为临界工作模式，临界工作模式的 Boost 变换电感电流波形如图 1-15 所示。

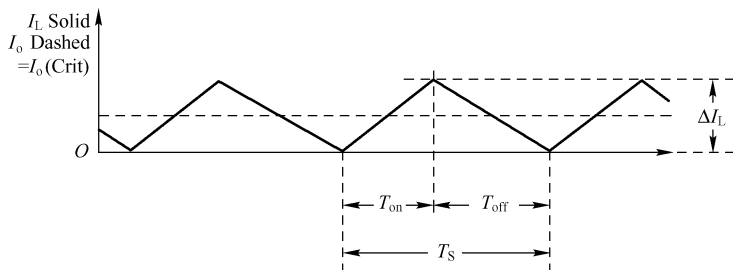


图 1-15 临界工作模式的 Boost 变换电感电流波形

非连续工作模式 Boost 变换存在三种工作状态：① ON 状态，开关管 Q1 导通，二极管 CR1 关断，电感电流线性上升，电感 L 储能，电容 C 对负载放电；② OFF 状态，开关管 Q1 关断，二极管 CR1 导通，电感电流线性下降，输入电源和电感对电容及负载供电；③ IDLE 状态，开关管 Q1 关断，电感电流下降到零，二极管 CR1 反向截止关断，负载由输出电容供电。

### 1. DCM Boost 变换输出电压的推导

(1) 导通期间电感电流的上升：

$$\Delta i_L(+) = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{in}}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (1-35)$$

OFF 状态，电感电流的下降：

$$\Delta i_L(-) = \frac{V_o - V_{in}}{L} \cdot T_{off} \quad (\text{非连续变换 } T_{off} \neq (1-D) \cdot T_s) \quad (1-36)$$

一个周期内，电感电流的上升与下降相等，联立式 (1-35) 和式 (1-36) 可以有：

$$V_o = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} \cdot V_{in} \quad (1-37)$$

可见，对于非连续工作的 Boost 变换，电压的传输比是输入电压、占空比、功率电感、工作频率和输出负载的函数。对于连续工作模式的 Boost 变换，输出电压仅与输入电压和占空比有关。



非连续模式 Boost 变换的一些关键波形如图 1-16 所示。

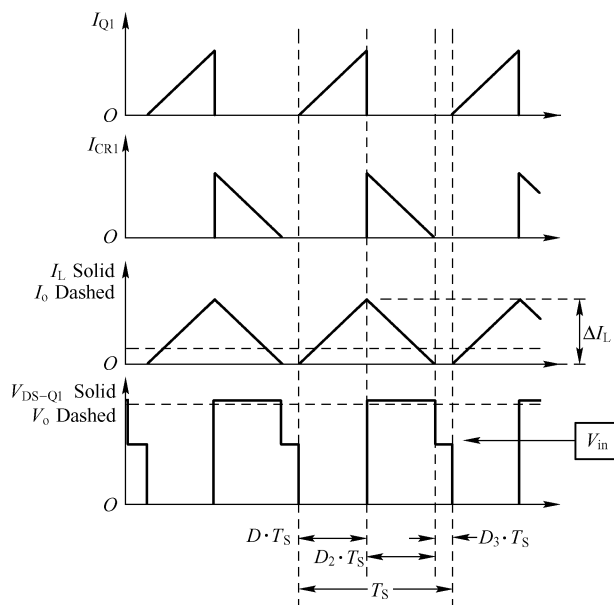


图 1-16 非连续模式 Boost 变换的一些关键波形

(2) 同样可以利用电感两端伏秒积相等，推导输出电压  $V_o$ ：

$$V_{in} \cdot T_{on} = (V_o - V_{in}) \cdot T_{off} \quad (1-38)$$

可推得

$$V_o = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} \cdot V_{in}$$

## 2. Boost 变换临界电感

对于连续模式 Boost 变换电感电流的最大值与最小值：

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-39)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-40)$$

处于临界状态时，有：

$$I_L = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-41)$$

因此，此时的临界电感为：

$$L_{min} = \frac{V_{in}}{2 \cdot I_L} \cdot T_{on} \quad (1-42)$$

## 3. Boost 变换输出电压纹波

与 Buck 变换类似，连续模式 Boost 电路的输出纹波计算要牢牢抓住输出电容的充放电电荷。由图 1-16 所示的波形可以知道：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (1-43)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot T_{on}}{C}$$

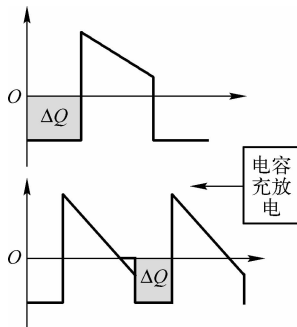


图 1-17 连续模式 Boost 变换电容的两种充放电波形

纠错：很多书上讲的都是上面的公式，实际上，上面的公式并不一定对所有的 Boost 变换工作模式都成立，它的成立是有前提条件的，它只对连续模式的 Boost，而且电感电流的最小值大于负载电流，即在下个开关管开通之前，电容没有对负载放电的情况，上式才能成立。而对于图 1-17，尽管电感电流工作在连续模式，但是在下一个开关管导通时刻之前，电容有放电供给负载，此时式 (1-43) 不成立，按照式 (1-43) 计算的纹波电压偏小。但总的来讲，以输出电容的充电电荷或放电电荷来计算输出电压纹波这一条原则是对的，只不过要注意电容的真正充放电电荷的计算。

#### 4. Boost 电路关键元器件的设计

电容容量的计算，假定纹波都是由于电容的容量引起的，根据纹波要求，则有如下计算。

对于连续工作模式 Boost 变换输出电容容量：

$$C \geq \frac{I_{o(max)} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta V_o} \quad (1-44)$$

对于非连续工作模式 Boost 变换输出电容容量：

$$C \geq \frac{I_{o(max)} \cdot \left[ 1 - \sqrt{\frac{2 \cdot L}{R \cdot T_s}} \right]}{f_s \cdot \Delta V_o} \quad (1-45)$$

式中， $R$  为负载电阻。在实际设计中，还需要考虑电容的等效串联电阻 ESR 引起的输出纹波电压。而且，往往由于用较小的 ESR 来降低输出电压的纹波，使得实际电容的容量比式 (1-44) 和式 (1-45) 计算出来的值大得多。

假设电容足够大，电源的输出纹波，由电容的等效串联电阻引起，对于连续 Boost 变换有：

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\left( \frac{I_{o(max)}}{1 - D_{max}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)} = \frac{\Delta V_o}{I_{L(max)}} \quad (1-46)$$

对于非连续 Boost 变换，电容的 ESR 为：

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (1-47)$$

电流流过 ESR 会产生功率损耗，导致电容发热，这是影响电容寿命的重要因素。因此选择电容 ESR 时还要注意应用的环境温度以及不要超过电容的额定纹波电流。

电容输出纹波电流为二极管通过的电流  $I_{CR1}$  减去负载电流  $I_o$ 。因此，对于连续 Boost 变换，流过电容纹波电流的有效值为：

$$I_{C(RMS)} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (1-48)$$

Boost 电感，对于相同输出电压、电流，如同前面所讲，Boost 电感的大小决定了 Boost 变换工作在连续模式、临界模式还是非连续模式。连续模式电感量最大，非连续模式电感量最小，临界模式其次。相同功率，连续模式电流的峰值最小，非连续模式电流的峰值最大。

设计 Boost 电感另外需要考虑的三个因素是：① 电感的额定直流电流；② 电感的峰值电流；③ 电感工作的最大工作频率。额定直流电流保证电感不会太热或饱和。最大工作频率保证电感的铁芯损耗不会很大以致电感太热或磁芯饱和。

对于连续工作模式的 Boost 变换，电感损耗可以简单地用式 (1-49) 计算：

$$P_{\text{inductor}} = I_L^2 \cdot R_{\text{cu}} + P_{\text{core}} = \left( \frac{I_o}{1-D} \right)^2 \cdot R_{\text{cu}} + P_{\text{core}} \quad (1-49)$$

式中， $R_{\text{cu}}$  为电感线圈的导线电阻。

### 5. Boost 变换开关管

Boost 变换一般选用 NMOS，因为其驱动电路简单，而且相同条件下，导通电阻较 PMOS 小。MOSFET 的总损耗由 MOSFET 的导通损耗、开关损耗以及栅极驱动损耗三部分组成，具体可参考下式：

$$P_{D(Q1)} = \left( \frac{I_o}{1-D} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot D + \frac{1}{2} \cdot (V_o) \cdot \left( \frac{I_o}{1-D} \right) \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s + Q_{\text{gate}} \cdot V_{\text{gs}} \cdot f_s$$

式中， $t_r$ ， $t_f$  为 MOSFET 的开通和截止的过渡时间； $Q_{\text{gate}}$  为 MOSFET 的栅、源极充电电荷。

MOSFET 的其他几个重要参数为漏源击穿电压  $V_{(BR)DSS}$  以及最大正向导通电流  $I_{D(\max)}$ ，额定  $I_{D(\max)}$  最小要选择为最大电感电流的两倍。

当然，对于 MOSFET 结温也是一个重要的考量。MOSFET 的结温可以参考下式进行计算：

$$T_j = T_A + P_D \cdot R_{\Theta JA} \quad (1-50)$$

式中， $T_A$  为环境温度或散热片的温度； $R_{\Theta JA}$  为 MOSFET 节点到环境或散热片之间的热阻，热阻越小表示散热能力越强； $P_D$  为 MOSFET 的总功率损耗。

Boost 变换二极管的选择标准是：① 开关速度快；② 足够的反向击穿电压；③ 额定正向导通电流；④ 较低的正向导通压降（对效率有很大影响）；⑤ 合适的封装形式。反向击穿电压应该高于输出电压并留有一定的裕量，正向电流最好为最大电感电流的 2 倍以上。通常来讲，Boost 变换二极管的开关损耗相对于其导通损耗比较小，一般可以忽略。因此，有：

$$P_{D(\text{Diode})} = V_D \cdot I_o \quad (1-51)$$

二极管的温升一样可以用式 (1-50) 来计算。

实际上，二极管的导通损耗、开关损耗、反向恢复等都对 Boost 变换的效率有影响。现在的 SiC 二极管和 CoolMOS 对提升效率、改善温升都有比较明显的效果，不过价格比较贵，应用范围还不是很广。

### 1.3 Buck – Boost 变换

Buck – Boost 变换可以通过调节占空比实现输出电压高于或低于输入电压的目的。传统 Buck – Boost 变换的基本电路原理图如图 1-18 所示。

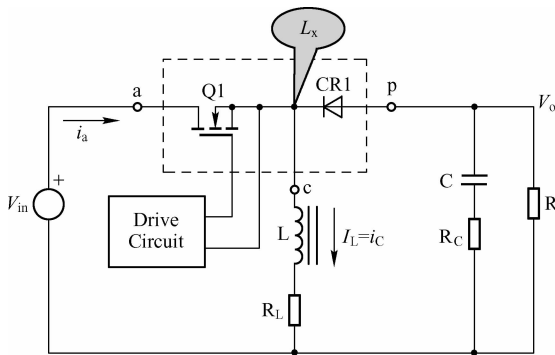


图 1-18 传统 Buck – Boost 变换的基本电路原理图

这种传统的 Buck – Boost 变换，输出电压与输入电压极性相反，输出电压的值可以高于也可以低于输入电压的值。

同样，根据电感  $L$  电流一个周期内是否有为零的时段，Buck – Boost 变换可以分为连续、临界、非连续三种工作状态。

#### 1.3.1 CCM 模式工作的 Buck – Boost 变换

具有两种状态：(1) ON 状态；(2) OFF 状态，如图 1-19 所示。

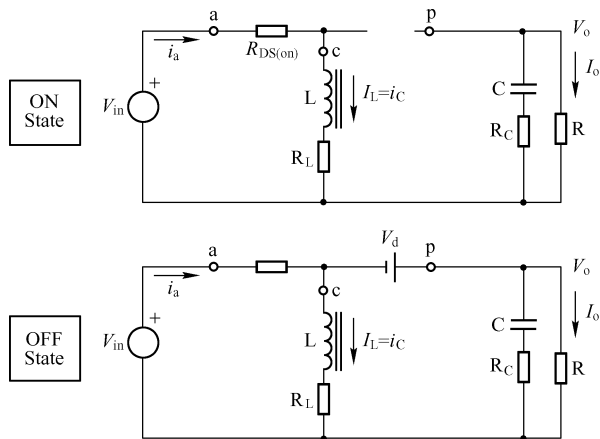


图 1-19 Buck – Boost CCM 工作的两种状态

ON 状态，MOSFET Q1 导通，图 1-18 中， $L_x$  为正， $V_o$  为负，二极管反偏截止，电感两端电压为  $V_{in}$ ，线性储能。负载能量由电容提供。

OFF 状态，MOSFET Q1 截止， $L_x$  为负且由于感应电势，该点电位低于  $V_o$  电位，二极管正偏导通，电感储蓄的能量在此期间向负载和电容供电。

连续工作模式 Buck - Boost 变换的波形如图 1-20 所示。

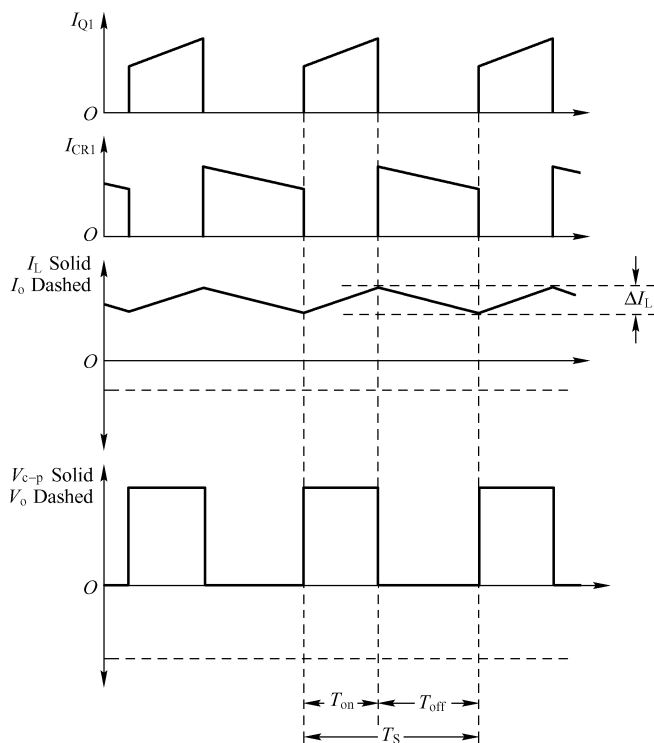


图 1-20 连续工作模式 Buck - Boost 变换的波形

开关导通时，电感两端电压：

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \Delta I_L (+) = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{in}}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (1-52)$$

开关管截止时，二极管导通，电感释放能量：

$$\Delta I_L (-) = \frac{-V_o}{L} \cdot T_{off} = \frac{-V_o}{L} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (1-53)$$

根据电感电流一个周期内上升、下降相等，可以解得输出电压  $V_o$ ：

$$V_o = -V_{in} \cdot \frac{T_{on}}{T_{off}} = -V_{in} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (1-54)$$

从式 (1-54) 可以看到，输出电压与输入电压方向相反，数值大小与占空比  $D$  有关， $D$  大于 0.5 则输出电压大于输入电压， $D < 0.5$  则输出电压小于输入电压。

同样，也可以根据一个周期内，电感两端伏秒积相等：

$$V_{in} \cdot T_{on} = -V_o \cdot T_{off} \quad (1-55)$$

一样可得到输出电压式 (1-54)。

与 Buck 线路不同，Buck - Boost 线路的电感平均电流并不等于输出电流。电感电流仅仅在 MOSFET 关断期间传输到负载和电容。因此，电感电流在 MOSFET 关断期间的平均电流才等于负载电流。（考虑到电容充放电电流在一个周期内的平均值为零。）

由上可得：

$$I_o = I_L \cdot (1 - D) \quad (1-56)$$

对于输入电流来讲，仅仅当开关管导通时输入电流才等于电感电流，其他时间输入电流为零，因此

$$I_{in} = I_L \cdot D$$

从上式及式（1-56）同时可以得出：

$$I_{in} = I_o \cdot \frac{D}{1 - D}$$

### 1.3.2 Buck – Boost 变换的非连续工作模式

非连续工作的 Buck – Boost 变换电感电流的波形如图 1-21 所示。从图中，我们可以看到电感电流在一个周期的某一个时段，电感电流断续为零。此时，负载能量由电容放电供电。

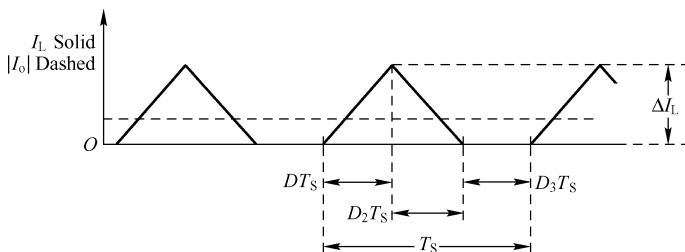


图 1-21 非连续工作的 Buck – Boost 变换电感电流的波形

处于连续变换和不连续变换之间的为临界变换工作模式，其电感电流的波形如图 1-22 所示。

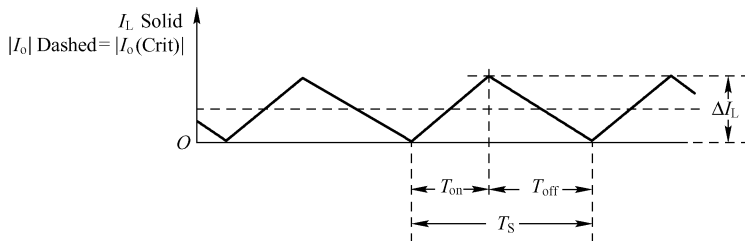


图 1-22 临界模式工作的 Buck – Boost 变换电感电流的波形

参见图 1-21，对于非连续工作模式的 Buck – Boost 变换一样也有三种工作状态：① ON 状态，开关管导通，二极管反向截止，电感电流等于输入电流，线性增加，负载由电容放电供电；② OFF 状态，开关管截止，电感电流为了维持不变，产生下正上负的感应电动势，二极管导通，电感电流线性下降，给输出电容和负载供电；③ IDLE 状态，电感电流下降到零，二极管截止，开关管截止，负载由输出电容供电。

利用前面相同的办法来推导输出电压。

(1) ON 状态时，电感电流的上升：

$$\Delta I_L (+) = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{in}}{L} \cdot D \cdot T_s = I_{pk} \quad (1-57)$$

OFF 状态时，电感电流的下降：

$$\Delta I_L(-) = \frac{-V_o}{L} \cdot T_{\text{off}} \quad [\text{对于非连续变换, } T_{\text{off}} \text{ 不等于 } (1-D) \cdot T_s] \quad (1-58)$$

电感电流一个周期内上升、下降相等, 可推得输出电压:

$$V_o = -V_{\text{in}} \cdot \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{off}}} \quad (1-59)$$

(2) 同样, 可以由一个周期内电感两端伏秒积相等:

$$V_{\text{in}} \cdot T_{\text{on}} = -V_o \cdot T_{\text{off}} \quad (1-60)$$

推导得到式 (1-59)。

对于连续工作的 Buck-Boost 变换输出电压只与输入电压、占空比有关。而对于非连续工作模式的 Buck-Boost 变换输出电压, 不仅与输入电压、占空比有关, 还与传输电感、开关频率以及输出负载阻抗有关。如图 1-23 所示是非连续模式 Buck-Boost 的工作波形。

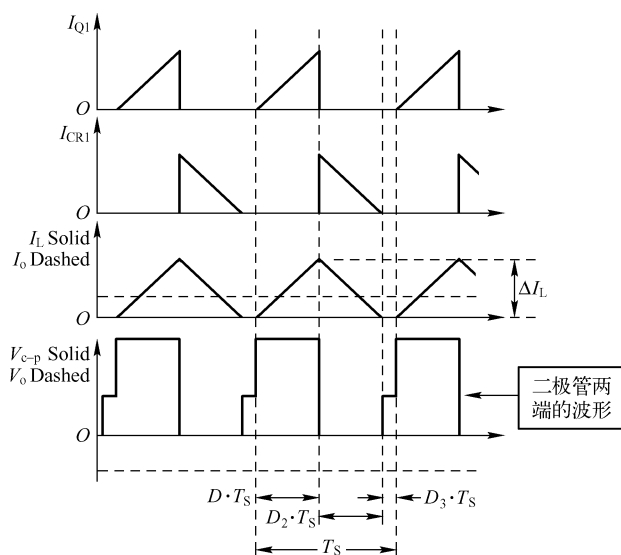


图 1-23 非连续模式 Buck-Boost 的工作波形

### 1. 临界电感的计算

电感处于临界模式工作时, 有电感电流的平均值等于电感电流峰值的一半, 即:

$$I_L = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-61)$$

因此, 临界电感为:

$$L_{\text{min}} = \frac{V_{\text{in}} \cdot T_{\text{on}}}{2 \cdot I_L} \quad (1-62)$$

另外, 对于临界模式, 输出功率为:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (1-63)$$

输入功率为:

$$P_{\text{in}} = V_{\text{in}} \cdot I_{\text{in}} \quad (1-64)$$

$$I_{\text{in}} = I_L \cdot D$$

其中,

利用输入输出功率守恒，有：

$$P_o = P_{in} \Rightarrow I_L = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in} \cdot D} \quad (1-65)$$

结合以上各式，临界变换的电感式 (1-62) 也可以写成：

$$L_{min} = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot I_o} \cdot \frac{V_{in}^2}{(V_o + V_{in})^2} \quad (1-66)$$

上式，仅用输入电压、输出电压、输出功率、开关频率表示电感，对我们的实际设计有帮助。

## 2. 输出电压的纹波

对于连续 Buck - Boost 变换，在电感电流的最小值比输出电流还大时，根据一个周期内电容的充放电荷可以推出输出电压的纹波：

$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C} \quad (1-67)$$

### 1.3.3 实用的 Buck - Boost 线路——Sepic 和 Zeta 线路分析

实用升降压线路 Sepic 和 Zeta 常用于系统带电池的应用场合，如图 1-24 所示。

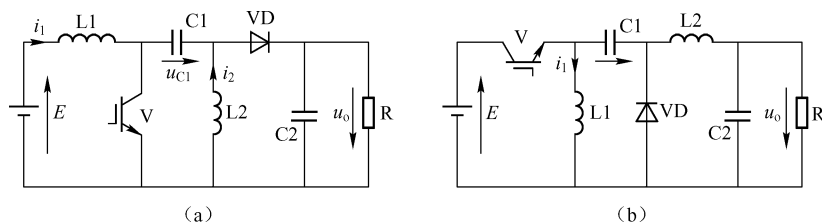


图 1-24 实用升降压线路 Sepic 和 Zeta

图 1-24 (a) 为 Sepic 线路，此升降压线路的好处是：开关管驱动简单，输入/输出相位相同，不用反向，易于应用。设电容 C1 两端的电压为  $V_c$ ，左正右负，当开关管 V 导通时，L1 两端的电压为  $V_{in}$ ，流过电感 L1 的电流线性上升；电容 C1 通过开关管 V、L2 放电，将电容上的能量转移到电感 L2 上，流过 L2 的电流线性上升，L2 两端的电压为  $V_c$ ，下正上负；二极管 VD 截止，输出负载由电容 C2 供电。当开关管 V 截止后，流过电感 L1、电感 L2 的电流不会突变，电容 C1 上的电压不会突变，仍然左正右负，电感 L1 为了维持电流不变，产生左负右正的感应电动势，电感 L2 为了维持电流不变，产生上正下负的感应电动势，此时电感 L1 两端的电压为  $(V_o + V_c - V_{in})$ ，电感 L2 两端的电压为  $V_o$ 。

为此，对 Sepic 线路 CCM 工作，其稳态分析如下。

对 L1 一个周期内的伏秒积平衡有：

$$V_{in} \cdot D \cdot T = (V_o + V_c - V_{in}) (1 - D) T$$

对 L2 一个周期内的伏秒积平衡有：

$$V_c \cdot D \cdot T = V_o (1 - D) T$$

由以上两式联立，化简可得 Sepic 线路的输入与输出电压的关系如下：

$$V_o = \frac{D}{1 - D} \cdot V_{in}$$



同时会有： $V_C = V_{in}$

当  $D < 0.5$  时，Sepic 线路为降压变换；当  $D = 0.5$  时，Sepic 线路输出、输入电压相等；当  $D > 0.5$  时，Sepic 线路为升压变换。

图 1-24 (b) 为 Zeta 线路，该电路用在 Buck 型驱动的升降压电路场合，输入与输出同相。同样假设电容 C1 端的电压为  $V_C$ ，左负右正，当开关管 V 导通时，电感 L1 两端的电压为  $V_{in}$ ，流过电感 L1 的电流线性上升，电感 L1 储能，二极管 VD 截止，电感 L2 两端的电压为  $(V_{in} + V_C - V_o)$ ，电感电流线性上升，电感 L2 储能，电源和电容 C1 上的能量同时对输出电容和负载供电。当开关管 V 关断时，电感 L1 中的电流不能突变，为了维持电感 L1 中的电流，电感 L1 产生上负下正的感应电动势，二极管 VD 导通，电感 L1 两端的电压为  $V_C$ ，电感 L1 的电流给电容 C1 充电，电感 L1 的能量向电容 C1 转移，流过 L2 中的电流也不能突变，为了试图维持电感 L2 中的电流不变，电感 L2 产生左负右正的感应电动势，二极管 VD 续流，电感 L2 两端的电压为  $V_o$ 。

根据上面的分析，采用与 Sepic 线路同样的分析方法对 CCM 工作的 Zeta 线路进行稳态分析。

对 L1 一个周期内的伏秒积平衡有：

$$V_{in} \cdot D \cdot T = V_C \cdot (1 - D) T$$

对 L2 一个周期内的伏秒积平衡有：

$$(V_{in} + V_C - V_o) \cdot D \cdot T = V_o \cdot (1 - D) T$$

对以上两式进行化简分析，对于 Zeta 线路会得出如下结论：

$$V_o = V_{in} \frac{D}{1 - D}$$

$$V_C = V_o$$

当  $D < 0.5$  时，Zeta 线路为降压变换；当  $D = 0.5$  时，Zeta 线路输出、输入电压相等，当  $D > 0.5$  时，Zeta 线路为升压变换。

图 1-25 为一实际升降压 Sepic 线路原理图，大家设计时可作参考。

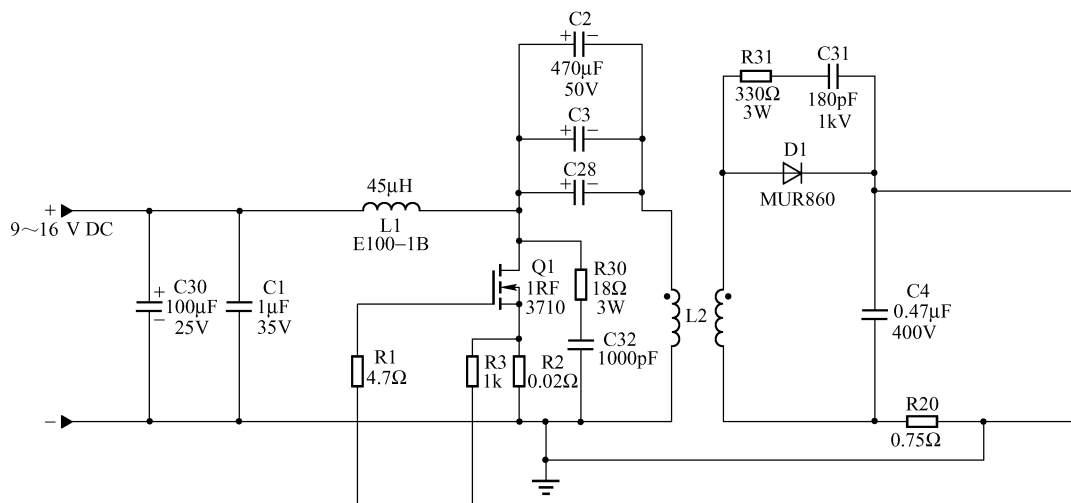


图 1-25 实际升降压 Sepic 线路原理图

## 1.4 反激变换

传统的 Buck - Boost 变换中的电感，如用耦合变压器代替，就构成反激变换（Flyback Converter），其基本框图如图 1-26 所示。

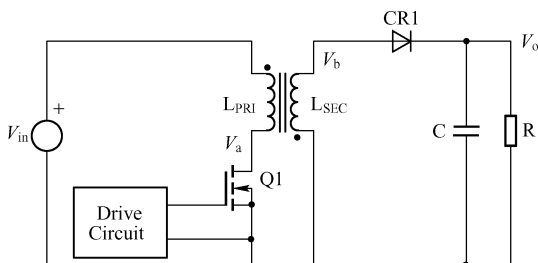


图 1-26 反激变换基本框图

反激电源除了可以电气绝缘外，还可以提供相对于输入电压来讲可升（可降）的输出电压。通过调整反激变压器的匝数比可以实现大范围的升压和降压而避免使用过大或过小的占空比。同时反激变换相对于传统 Buck - Boost 变换来讲，一方面，输出电压与输入电压相位相同，另一方面，MOSFET 的驱动不需要浮地，更利于驱动电路的设计。另外一点，反激变换还很容易实现多路输出。

反激变换同样根据变压器初级电感电流分为三种工作模式：连续模式、非连续模式和临界模式。在功率开关 Q1 再次导通前，次级电流已经下降到零的工作模式称为非连续模式（断续模式）。电路进入稳态，输出电压稳定为  $V_o$ 。图 1-27 为非连续工作模式反激变换波形。

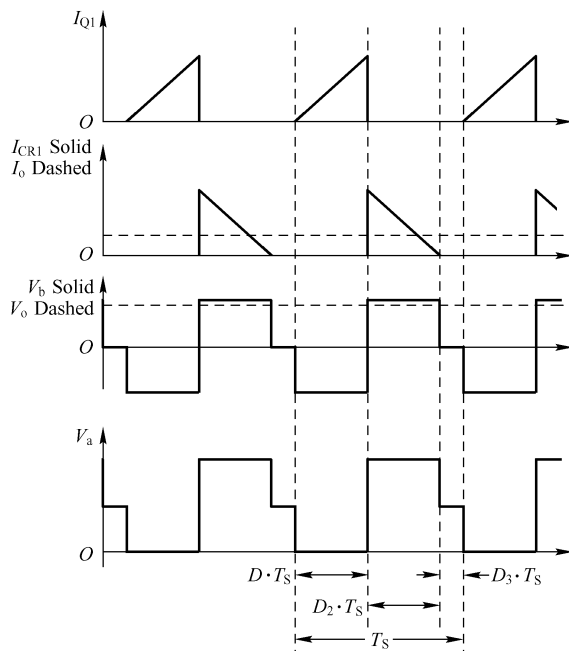


图 1-27 非连续工作模式反激变换波形

开关管开通时,在开关 Q1 导通时间,输入电压  $V_{in}$  加在变压器  $T$  初级,同名端“·”相对异名端为正,次级二极管 CR1 反偏截止。初级电流线性上升(线性电感),变压器作为电感运行:

$$V_{in} = L_p \cdot \frac{di}{dt} = N_p \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N_p \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} \quad (1-68)$$

式中,  $V_{in}$  为输入电压,  $L_p$  为反激变换器初级电感,  $N_p$  为变压器初级匝数,  $A_e$  为变压器磁芯横截面积。

开关管关断瞬间,变压器所有线圈同名端“·”感应电势为负,次级二极管 CR1 正偏导通,磁芯磁通不能突变,磁势不变,变压器运行根据安培环路定律有:

$$H \cdot L = \sum I = I_1 \cdot N_p + I_2 \cdot N_s \quad (1-69)$$

式中,  $H$  为磁芯中磁场强度,  $I_1$  为反激变压器初级电流,  $I_2$  为反激变压器次级电流,  $N_p$  为变压器初级绕组匝数,  $N_s$  为变压器次级绕组匝数。

开关管关断时,刚开始阶段 1,功率管关断瞬间初、次级电流波形如图 1-28 所示。图中  $I_{1p}$  为变压器初级峰值电流,  $I_{2p}$  为变压器次级峰值电流。

当开关管关断,次级二极管导通后,如果忽略整流二极管的正向导通压降,变压器次级绕组间的电压为  $V_o$ ,变压器由于漏感的存在,以及次级反射到初级的电压,此时,变压器初级线圈两端的电压为:

$$L_s \frac{di_1}{dt} + U'_1 = U_z \quad (1-70)$$

其中,  $L_s$  为变压器初级的漏感,  $U'_1$  为变压器次级由于二极管导通输出电压反射回初级的电压,且有:

$$U'_1 = nU'_{out} = \frac{N_p}{N_s} U'_{out} \quad (1-71)$$

初级电流从  $I_{1p}$  下降到零的时间为:

$$t_s = \frac{L_s I_{1p}}{U_z - U'_1} \quad (1-72)$$

将上式带入下面,得 Snubber 电路在  $t_s$  期间损耗的功率为:

$$P_z = \frac{1}{2} I_{1p} U_z \times \frac{t_s}{T} = \frac{L_s I_{1p}^2}{2} \cdot \frac{U_z}{U_z - U'_1} \quad (1-73)$$

上式为初级绕组吸收电路的功耗,可见,初级绕组的峰值电流越大,次级反射到初级的电压越高,初级电流过渡到次级电流的时间越长,频率越高,则损耗越大,整体转换的效率下降得越多。

开关管截止的第二阶段,当  $i_1$  下降到零,  $i_2$  达到最大时,将导通期间存储在磁场能量传输到负载,有:

$$I_{1p} N_p = I_{2p} N_s$$

$$V_o = -L_s \frac{di_2}{dt} = -N_s A_e \frac{dB}{dt} \quad (1-74)$$

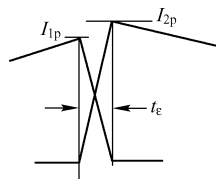


图 1-28 开关管关断瞬间初、次级电流波形

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{V_o}{L_s}$$

次级通过变压器的电流线性下降。因此，开关管截止后，反激电源次级的电流会经历一个从小变大（初级电流过渡到次级电流），再从大变小（次级电流对负载供电）的过程。初级电流过渡到次级电流，次级电流从小变大的过程对反激电源多路输出的交叉调整率有影响，具体可参见环球电源论坛（[www.hqeeppower.com](http://www.hqeeppower.com)）“多路输出反激电源交叉调整率”这篇翻译文章。

反激电源非连续工作模式，功率晶体管零电流开通，开通损耗小。而次级二极管零电流关断，可以不考虑反向恢复问题。对 EMC 会有一些好处。不过，输入峰值电流是其平均值电流的  $2/D$  倍。如果  $D=0.5$ ， $I_p=4 \cdot I_1$ 。很高的初级峰值电流要求选择比连续模式大得多的额定电流功率管和整流二极管。由于峰值电流较大，初级开关管关断损耗很大，漏感的能量也会比较大。因此，DCM 的反激变换比较适用于高的输入电压（ $>100V$ ）和较小输出功率的场合，因为这时初级的峰值电流较小。同时，对于反激电源变换，次级峰值电流高，当要求较小的输出纹波电压时，这样高的峰值电流需要很大的输出滤波电容。电容的交流有效值应满足电路要求。为了减少输出纹波，这样极高的电流脉冲需要许多铝或钽电容并联，除非运用较贵的叠层电容。同时，在关断时，初级峰值电流向次级转换，大的阶跃次级峰值电流流入电容，在电容的 ESR、ESL 上引起很窄尖峰（脉宽通常  $<0.5\mu s$ ，取决于上升时间）。这会一定程度上带来 LC 滤波问题和电容失效。但非连续工作模式的反激电源，磁芯磁场不存在直流分量的问题，一个周期内磁感应强度的变化量可以比较大。而且非连续反激变换在环路控制方面，不存在右半平面零点的问题。

在功率开关 Q1 再次导通前，次级电流还未下降到零的工作模式称为连续工作模式。如图 1-29 所示为连续工作模式的反激电源初、次级电流波形图。

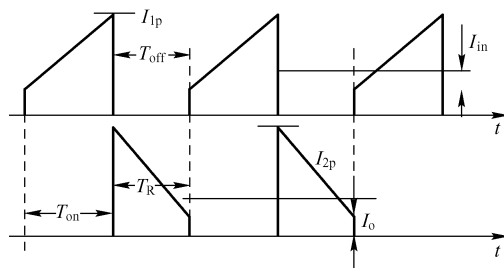


图 1-29 连续工作模式的反激电源初、次级电流波形图

连续工作模式的反激电源，由于次级电流在开关管开通前不为零，会存在反向恢复损耗和 EMC 问题。同时开关管也会存在较大的开通损耗。不过，由于相同输出功率条件下，连续模式的峰值电流较不连续工作模式小很多。因此，效率会有所提高。对于连续模式的反激电源还会存在右半平面零点的问题。当负载突然增大（减小）时，反激电源占空比和初级电流都会由于反馈而增加（减小），这时，次级平均电流会有一个或几个周期的减小（增加），然后随着初级电流的上升（下降），次级平均电流会慢慢增加（减小）到一定程度，这就是反激电源的右半平面零点的物理实质。

在功率开关 Q1 再次导通前, 次级电流刚好下降到零的工作模式称为临界工作模式。如图 1-30 所示为临界工作模式反激电源初、次级电流波形图。

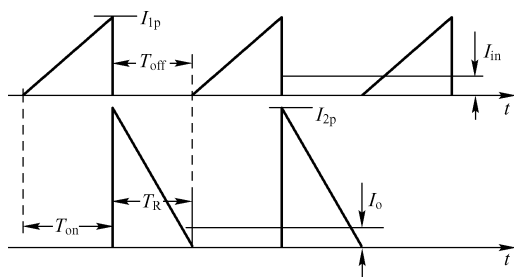


图 1-30 临界工作模式反激电源初、次级电流波形图

### 1.4.1 反激变换原理和变压器的设计

非连续反激电源初级开关管  $V_{ds}$  电压波形如图 1-31 所示。“漏感尖峰”是由于变压器漏感引起的电压尖峰。 $V_{or}$  为次级二极管导通时, 变压器次级电压反射回初级的电压。 $V_{in}$  为变压器初级输入电压。

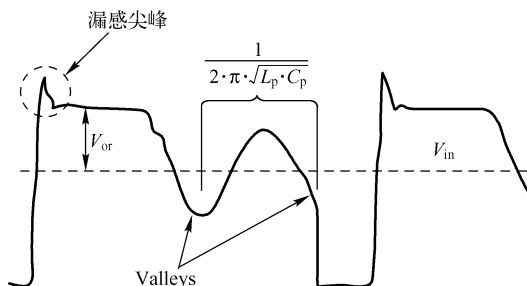


图 1-31 非连续模式反激电源初级开关管  $V_{ds}$  电压波形

无论是设计连续模式还是非连续模式的反激变换变压器, 一般均以临界模式计算, 当以最大负载工作时设计为临界模式, 则正常工作时为非连续反激变换; 当以一定比例额定负载, 如 30% 额定负载工作时, 设定为临界模式, 在正常工作时为连续模式的反激变换。

当输入电压最低、输出功率最大时, 占空比  $D$  最大。对于初级开关管来讲, 当输入电压最高时, 开关初级关断期间开关管承受的电压也最高。因此, 要根据实际情况综合确定占空比  $D_{max}$  (一般介于 0.3 ~ 0.5 为宜) 和反射电压  $V_{or}$ 。对于临界模式有:

$$D_{max} = \frac{V_{or}}{V_{in(min)} + V_{or}} \quad (1-75)$$

因此, 对上式有两个限制条件: ① 对  $V_{or}$  的限制条件, 在最高输入电压时,  $V_{in(max)} + V_{or}$  对开关管的  $V_{ds}$  击穿电压留有足够的裕量; ② 对  $D_{max}$  的限制条件, 要求  $D_{max}$  介于 0.3 ~ 0.5 之间。

$$\text{其中, } V_{or} = \frac{N_p}{N_s} \cdot (V_o + V_d) \quad (V_d \text{ 为二极管正向导通压降, 一般取 } 1V) \quad (1-76)$$

结合等式 (1-75) 和等式 (1-76) 就可确定最大占空比  $D_{\max}$  和反射电压  $V_{or}$ ，作为下一步计算的基础。

$V_{or}$  为开关管关断期间，变压器次级电压根据电磁感应定律，反射到变压器初级绕组两端的电压。 $V_{or}$  越高，吸收电路上消耗的功率就会越高，效率就会降低。同时， $V_{or}$  越高，开关管的电压应力也会越大。 $V_{or}$  低，则次级二极管的反向电压应力变高，二极管吸收损耗增大。因此，要根据实际情况，综合选择  $V_{or}$ 。

为什么说  $V_{or}$  低，次级二极管的反向电压应力变高呢？那是因为，当初级开关管开通时，次级整流二极管截止，初级绕组两端的电压为  $V_{in}$ ，这个电压感应到次级的电压为  $V_{in} \cdot N_s/N_p$ ， $V_{or}$  小， $V_o$  不变的情况下说明  $N_p/N_s$  小，这样  $V_{in} \cdot N_s/N_p$  就会变大，二极管的反向电压应力为  $V_o + V_{in} \cdot N_s/N_p$ 。因此， $V_{or}$  低，相同条件下，次级二极管的电压应力会变高。

对于宽范围输入，按最低输入电压，最大负载时设计为 BCM，那么随着输入电压的升高，它会工作在 DCM 模式。

输入功率：

$$P_{in} = \frac{P_o}{\text{efficiency}} \quad (1-77)$$

最大初级输入电流平均值：

$$I_{(max)} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}} \quad (1-78)$$

BCM 模式一个周期内初级峰值电流：

$$\Delta I_{max} = 2 \cdot I_{(max)} / D_{max} \quad (1-79)$$

变压器初、次级匝比：

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{or}}{V_o + V_d} = \frac{V_{or}}{V_o + 1} \quad (1-80)$$

初级开关管导通时间：

$$T_{on(max)} = D_{(max)} \cdot T_S = D_{(max)} / f_s \quad (1-81)$$

计算变压器初级电感量：

$$L_p = \frac{V_{in(min)} \cdot T_{on(max)}}{\Delta I_{(max)}} \quad (1-82)$$

初级变压器匝数：

$$N_p = \frac{V_{in(min)} \cdot T_{on(max)}}{A_e \cdot \Delta B_{(max)}} \quad (1-83)$$

次级匝数：

$$N_s = \frac{N_p}{N} \quad (1-84)$$

至此，反激变压器的初级电感量  $L_p$ ，初级匝数  $N_p$ ，次级匝数  $N_s$  都已经计算出来。

#### 1.4.2 反激电源变压器的气隙

对于磁芯，在初级开关管关断瞬间，根据安培环路定则可得

$$\sum N \cdot I = N_p \cdot I_p = \int H dl = l \cdot H + l_g \cdot H_g \quad (\text{注意: } H \text{ 并不等于 } H_g) \quad (1-85)$$

且有:

$$H = \frac{B_{\max}}{\mu} \quad (1-86)$$

由于铁芯磁导率是真空（空气）磁导率的  $n$  倍，故

$$N_p \cdot I_p = l \cdot \frac{B_{\max}}{\mu} + l_g \cdot \frac{B_{\max}}{\mu_g} \quad (\text{由于气隙很小,忽略漏磁和散磁,因此 } B \text{ 相等}) \quad (1-87)$$

因此，上式可以近似为：

$$N_p \cdot I_p = l_g \cdot \frac{B_{\max}}{\mu_g} \quad (1-88)$$

对于变压器原边，根据法拉第定律有：

$$V_{\text{in}} = \frac{L_p \cdot I_p}{\Delta T} = N_p \cdot \frac{A_e \cdot \Delta B}{\Delta T} \quad (1-89)$$

由式（1-88），可得反激变压器的气隙：

$$l_g = \frac{\mu_g \cdot N_p \cdot I_p}{B_{\max}} \quad (1-90)$$

同时，对于非连续或临界反激变换的传输功率，可以近似为：

$$P_{\text{in}} = \frac{L_p \cdot I_p^2}{2} \cdot f_s \quad (1-91)$$

由式（1-88），式（1-89）和式（1-91）可得反激电源变压器气隙与传输功率的关系：

$$P_{\text{in}} = \frac{A_e \cdot B_{\max}^2 \cdot l_g \cdot f_s}{2 \cdot \mu_g} \quad (1-92)$$

反激电源加气隙的原因：由于反激电源特殊的工作方式，加气隙的主要目的是利用变压器传输能量，防止变压器饱和；其次，通过加气隙可以使得反激电源变压器容易获得设计需要的电感量。

### 1.4.3 RCC 自激变换原理及变压器设计

RCC 的基本特点如下：

- (1) 线路简单，成本低；
- (2) 具有自激功能，不需要辅助电源；
- (3) 变频模式，随着输入电压、输出电流的变化，开关频率会发生变化；
- (4) 转换效率不高，不能用在大功率场合。

电压控制模式的 RCC 原理图如图 1-32 所示。

电流模式 RCC 原理图如图 1-33 所示。

当次级电流刚好下降到零时新的开关周期开始的反激变换器工作方式称为临界模式。利用这种模式工作的自激变换器称为 RCC（Ringing Chock Converter），通常是变频工作。对于 RCC 电路需要从三个方面去理解：RCC 的启动、RCC 的稳压和 RCC 的保护。

#### 1. RCC 的启动

图 1-34 为 RCC 方式的基本线路，当加入输入电压  $V_{\text{in}}$ （ $V_{\text{in}}$  通过电阻 RG1 与开关管 Q1 的

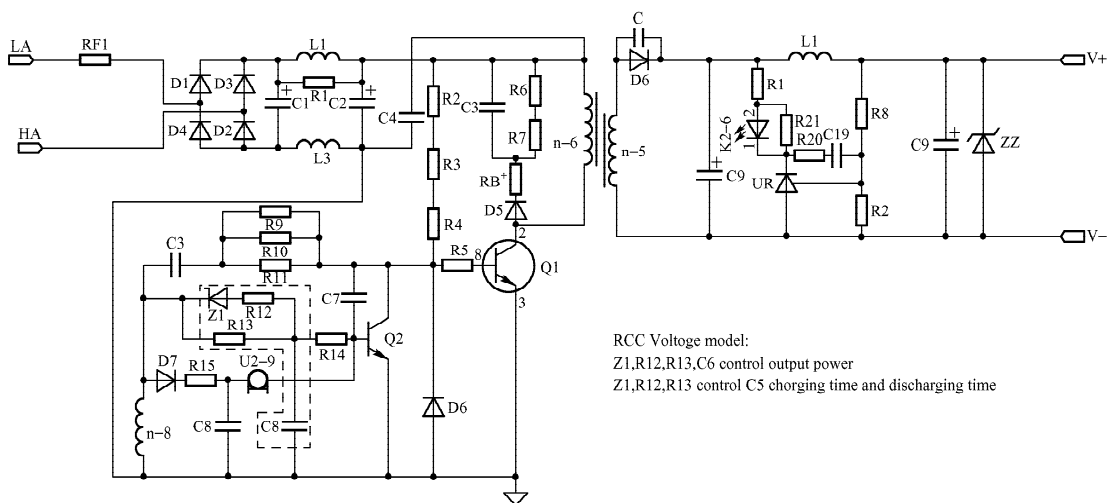


图 1-32 电压控制模式的 RCC 原理图

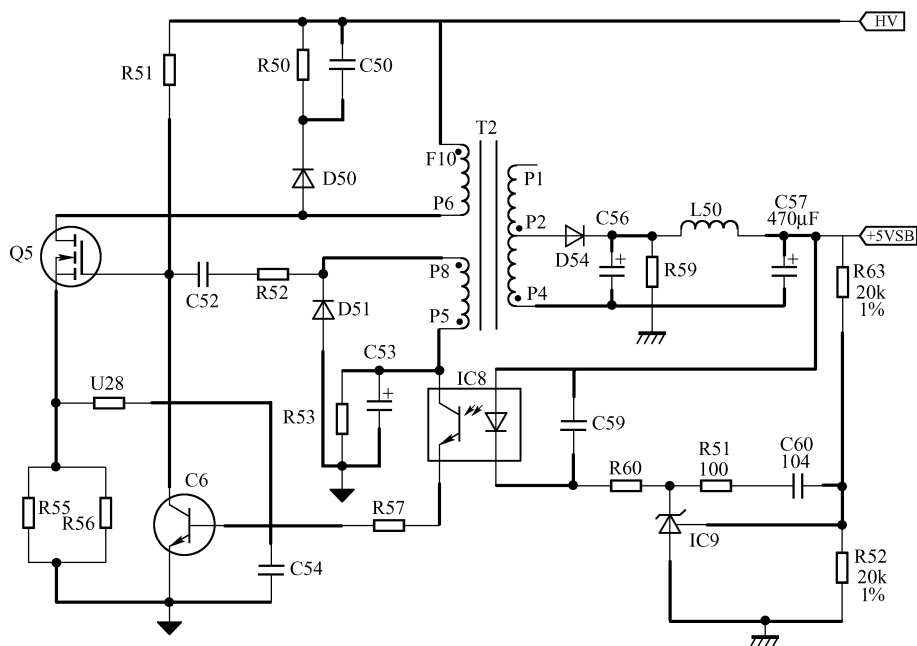


图 1-33 电流模式 RCC 原理图

基极相连接) 时电流  $i_g$  流过  $RG1$ 、 $Q1$ ，并使  $Q1$  导通，此  $i_g$  为启动电流。三极管电流  $i_c$  的波形如图 1-35 所示。RCC 为临界电流模式工作， $i_c$  电流从零开始。初始基极电流 ( $i_b = V_{in}/RG1$ ) 提供集电极电流  $i_c = \beta i_b$ ，输入电压加在初级  $N_{p1}$  上，同名端“·”为负，正反馈线圈  $N_b$  感应电势为  $Q1$  提供更大基极电流，保证  $Q1$  在逐渐增长的集电极电流情况下仍饱和导通。 $RG1$  越小， $RG1$  上损耗的功率越大，由于关系到电源转换效率，因此，在保证能启动的情况下， $RG1$  的值越大越好。



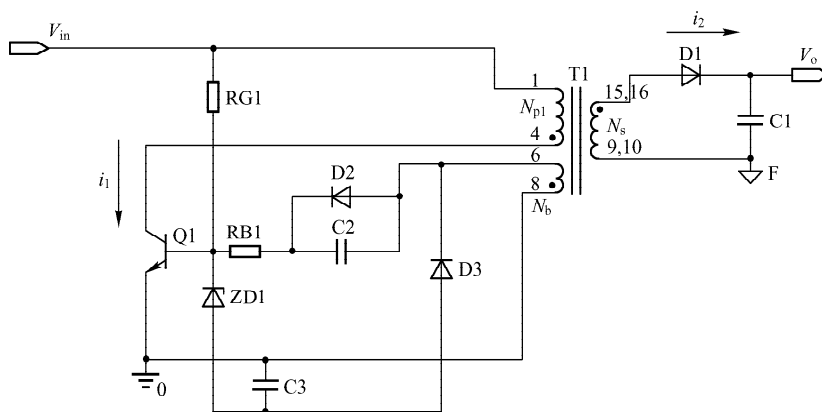


图 1-34 RCC 方式的基本线路

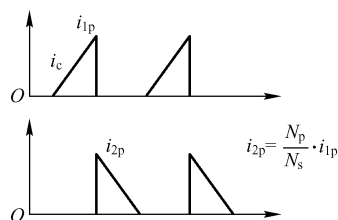


图 1-35 RCC 初、次级电流波形

根据电磁感应定律有：

$$V_{in} = L_p \cdot \frac{di}{dt} \quad (1-93)$$

由于  $V_{in}$  恒定， $i_c$  电流近似为线性增长，因此有：

$$i_c = \frac{V_{in}}{L_p} \cdot t \quad (1-94)$$

式中， $i_c$  为开关三极管的集电极电流。

同时，根据变压器互感定律，对辅助绕组有：

$$V_b = \frac{N_b}{N_{p1}} \cdot V_{in} \quad (1-95)$$

这个电压由于在开关管导通期间，极性相同，此时开关三极管的电流  $I_b$  为：

$$I_b = \frac{(N_b/N_p) \cdot V_{in} - (V_f + V_{be})}{RB1} \quad (1-96)$$

式中， $V_f$  为二极管 D2 正向电压， $V_{be}$  为三极管基极、发射极导通电压。可见  $I_b$  在开关导通期间恒流流动。

如果 RCC 启动期间反馈和保护都还没有动作，集电极电流会如同式 (1-94) 那样持续地线性增长，直至基极电流不能使开关三极管 Q1 保持饱和导通，开关三极管则由饱和导通进入不饱和导通，这时  $V_{ce}$  增大，变压器初级线圈电流下降，为了阻止这种下降，变压器初级绕组产生下正上负的感应电动势，由于辅助绕组  $N_b$  线圈同名端与变压器初级绕组同名端的关系，辅助绕组两端的电压也会反向， $I_b$  会下降，这更导致了开关三极管基极电流的不足，这一正反馈过程最终导致开关三极管快速截止，进入  $T_{off}$ 。

在开关管进入  $T_{\text{off}}$  期间, 由于变压器各绕组反向电动势, 使二次侧二极管 D1 正向导通。变压器在开关管导通期间储蓄的能量通过 D1 释放给负载并给次级电容充电, 次级二极管电流线性下降。当次级二极管电流下降到零时, 变压器初级启动电阻以及变压器存储的能量从新启动开关管 Q1。RCC 进入下一个周期变换, 如此周而复始完成 RCC 的启动过程。

## 2. RCC 的稳压

(1) 利用稳压二极管的稳压原理图如图 1-34 所示。随着 RCC 的不断开关启动, 输出电压  $V_o$  不断上升, 图 1-34 中 C3 两端的电压也不断地上升。在开关截止期间, 变压器辅助绕组通过 D3 给 C3 充电与  $I_o$  同时流动。电容 C3 两端的电压有:

$$V_c = \frac{N_b}{N_s} \cdot (V_o + V_{d1}) - V_{d3} \quad (1-97)$$

式中,  $V_{d1}$ ,  $V_{d3}$  为二极管 D1 和二极管 D3 的正向导通压降。上式给出了输出电压  $V_o$  和电容 C3 上的电压  $V_c$  的关系, 由等式 (1-97) 可知, 当  $V_c$  变化时,  $V_o$  也会变化, 不加光耦反馈的稳压原理正是基于此。下面详细叙述。

$V_c$  的电压上升到一定程度, 稳压二极管 ZD1 导通, 则 Q1 的基极电流下降, 加速 Q1 的截止。稳压二极管两端的电压:

$$V_{zd} = V_c + V_{be} \quad (1-98)$$

式 (1-97) 中,  $V_c$  与  $V_o$  直接相关,  $V_{zd}$  又与  $V_c$  相关, 因此, 选择合适的  $V_{zd}$  和一定的变压器匝比就能实现稳定输出电压的目的。可见输出电压的稳压精度直接受稳压二极管 ZD1 的稳压精度的影响。实际电路中可选用温度系数良好的 5~6V 的稳压二极管。这种稳压二极管实际上由于变压器绕组以及二极管正向导通压降等参数的影响, 稳压精度不可能很高。这是这种稳压方式的缺点, 它的优点是成本低, 不需要光耦、TL431 等。

综合式 (1-97) 和式 (1-98) 可得此种方式输出电压与稳压二极管稳压值之间的关系:

$$V_o = \frac{N_s}{N_b} \cdot (V_{zd} - V_{be} + V_{d3}) - V_{d1} \quad (1-99)$$

上式的实际意义表明, 通过选择合适的稳压二极管和变压器匝比就能实现 RCC 输出的稳压。

(2) 利用光耦反馈稳压的 RCC 原理图如图 1-36 所示。稳压原理: 假如当输出电压  $V_o$  上升到规定值以上时, TL431 内部的误差放大器使得阴极即 3 端点电位将降低, 流过光耦发光二极管的电流增加, 流过光耦集电极的电流也会随之增加, 这样 Q2 基极电流增加, 其集电极电流增加, 最终 Q1 的基极电流被分流, 则 RCC 的导通时间变短, 变压器输出能量减少, 输出电压降低, 最终回到所设定的值。假如输出电压  $V_o$  降低到规定值以下, 反馈调节过程与上述相反, 最终稳定输出电压。

根据前面的分析, 此种模式的输出电压:

$$V_o = \frac{R1 + R8}{R8} \cdot V_{\text{ref}} \quad (1-100)$$

## 3. RCC 的保护

如前所论述, RCC 电路在启动过程中, 集电极电流的大小由  $I_b$  和三极管的放大倍数  $h_{fe}$

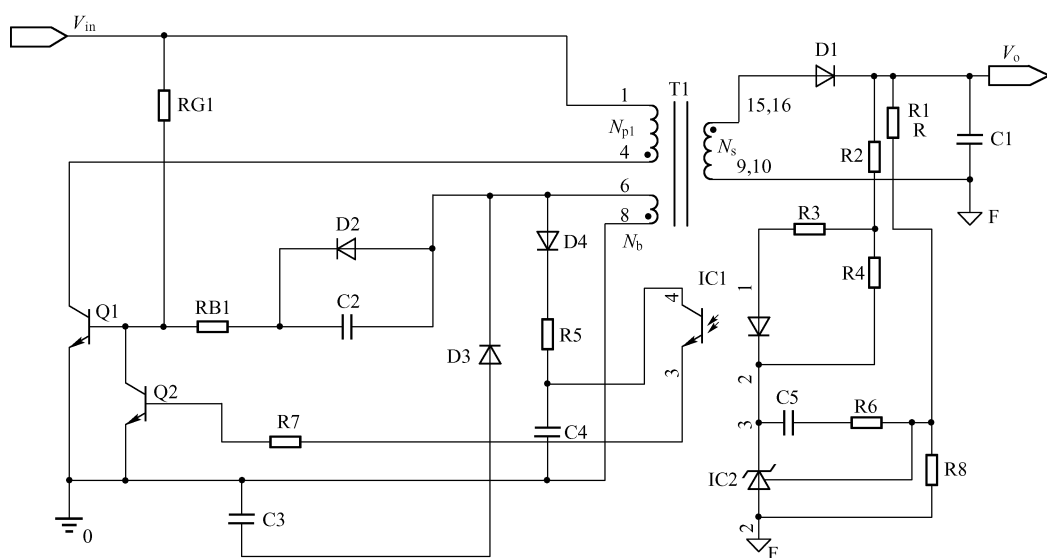


图 1-36 利用光耦反馈稳压的 RCC 原理图

决定。但即使是同一型号的三极管元器件，其  $h_{fe}$  值也差别很大，而且同一三极管其  $h_{fe}$  值也会随着环境温度的变化而变化很大。如果没有其他任何限制，三极管在启动或者故障时的集电极电流就会很大，有可能造成变压器饱和、开关三极管损坏等。RCC 初级过功率保护线路如图 1-37 所示。在图 1-34 的基础上增加了 RSC、RB2 和 Q2，开关管 Q1 的集电极电流增大，则 RSC 上的压降会加大，Q2 的基极电流会流出，Q2 的集电极电流会增加，Q1 的基极电流由于 Q2 集电极电流的分流而减小。最终导致开关三极管的导通时间减小，传输的能量减小。注意，RSC 允许的峰值电流必须大于最低电压 RCC 稳定工作的最大峰值电流，否则不能完成启动过程。当然，RSC 也不能选择得过小，以免峰值电流太大。

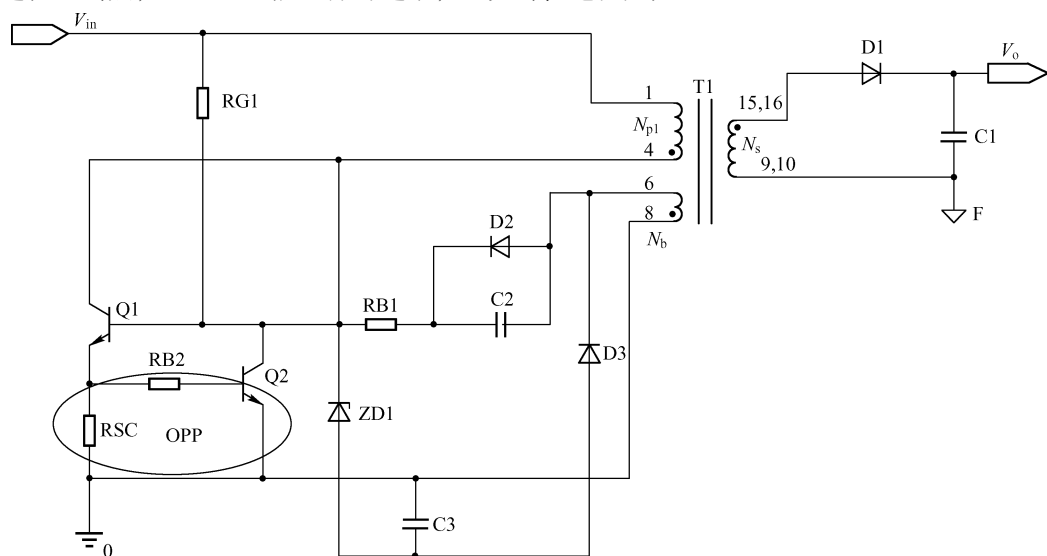


图 1-37 RCC 初级过功率保护线路

为了适应宽范围输入的过流保护，加入前馈补偿的 RCC 电路如图 1-38 所示，由于 RSC 两端的电压是三角波且存在干扰和噪声，增加  $0.1\mu\text{f}$  的电容 C5，ZD2、R1、R2、C4 组成前馈电路，与输入电压成比例的辅助绕组电压通过稳压二极管 ZD2、R1、R2、C4 来补偿三极管 Q2 的基极电流。当输入电压上升时，这个电流增加，使 Q2 的基极产生正向偏压，这样有较小的开关管集电极电流就能使三极管 Q2 导通，从而减小开关管导通时间。反之亦反。

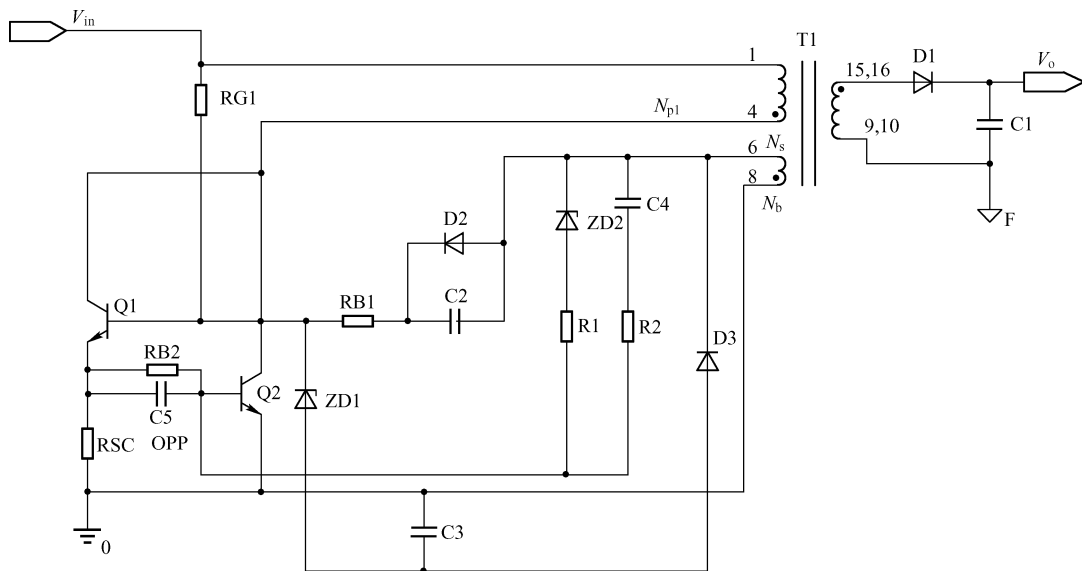


图 1-38 加入前馈补偿的 RCC 电路

#### 4. RCC 的振荡参数（频率，占空比）

RCC 变压器初级有

$$V_{in} = L_p \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{忽略开关三极管饱和压降}) \quad (1-101)$$

所以

$$T_{on} = \frac{L_p}{V_{in}} \cdot i_{1p} \quad (1-102)$$

次级峰值电流根据安培环路定律有：

$$i_{2p} = \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{1p} \quad (1-103)$$

对次级电流进行分析，得  $T_{off}$ ：

$$T_{off} = \frac{L_s}{(V_o + V_d)} \cdot i_{2p} = \frac{L_s}{V_o + V_d} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{1p} \quad (1-104)$$

因此，由式（1-102）和式（1-104）得占空比：

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{\frac{L_p}{V_{in}}}{\frac{L_p}{V_{in}} + \frac{L_s}{V_o + V_d} \cdot \frac{N_p}{N_s}} \quad (1-105)$$

上式看似复杂,实际上比较好理解。可见, RCC 的占空比  $D$  与输入电压、输出电压、变压器电感量、变压器匝比等有关,而与 RCC 的输出电流、功率等无直接的关系。而且可以看到占空比与输入电压成反比,  $V_{in}$  增加,  $D$  变小。进一步对式 (1-102) 和式 (1-104) 分析,在相同功率、相同频率情况下, RCC (临界工作模式) 初级峰值电流相等,则  $V_{in}$  增加,  $T_{on}$  减小,  $T_{off}$  不变,占空比减小。相同情况下,占空比随着初级电感量的增加而增加,随着次级电感量的增加而减小。

对于 RCC 的振荡频率,由式 (1-102) 和式 (1-104) 有:

$$f = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{1}{\left( \frac{L_p}{V_{in}} + \frac{L_s}{V_o + V_d} \cdot \frac{N_p}{N_s} \right) \cdot i_{lp}} \quad (1-106)$$

而对于  $i_{lp}$  由功率守恒有:

$$\frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_{lp}^2 \cdot f = V_o \cdot I_o \quad (1-107)$$

由式 (1-106) 和式 (1-107) 可以推导得 RCC 开关频率:

$$f = \frac{L_p}{2 \cdot \left( \frac{L_p}{V_{in}} + \frac{L_s}{V_o + V_d} \cdot \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \cdot V_o \cdot I_o} \quad (1-108)$$

由式 (1-108) 可见,开关频率随着输入电压的上升而上升,随着负载电流的增加而减小,也会随着  $L_p$ 、 $L_s$  的增加而减小。

### 5. RCC 的一些设计考虑

基极电阻 RB1 的选取, RCC 变换的基本波形如图 1-39 所示,基极电流  $I_b$  对三极管进入饱和状态工作非常重要,当输入电压一定时,导通期间流过基极电阻的电流也一定。随着输入电压的升高,基极电流增大;输入电压减小,基极电流减小。因此在实际设计此类 RCC 线路时必须考虑在低压时 RCC 能够正常工作的基极电流。

辅助绕组  $N_b$  的匝数选取要考虑两方面的因素。① 在最低输入电压,开关管导通时要能保证 RCC 的启动和正常工作,即:

$$I_b = \frac{(N_b/N_p) \cdot V_{in(min)} - (V_f + V_{be})}{RB1} \geq \frac{I_{lp(max)}}{\beta} \quad (1-109)$$

② 在最高输入电压,开关管截止时  $V_{be}$  被加入一个最大的反向电压,它被输出电压所钳位,此时须保证:

$$\frac{N_b}{N_s} \leq \frac{V_{eb(max)}}{V_o + V_d} \quad (1-110)$$

在 RB1 上损失的功率为:

$$P_{RB1} = \frac{I_b^2 \cdot T_{on}}{T} \cdot RB1 \quad (1-111)$$

实际设计时由于 RB1 损失的功率比较大,不能被忽视,它也是 RCC 转换效率比较低的一个重要因素。

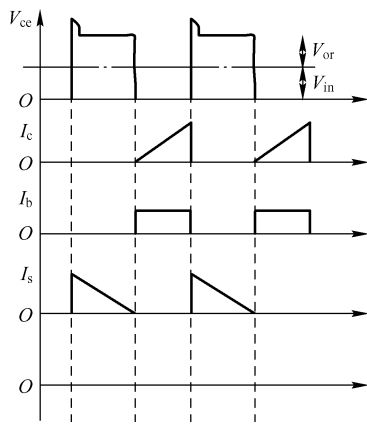


图 1-39 RCC 变换的基本波形

## 6. RCC 变压器的设计

RCC 变换电路为基本的反激变换电路，RCC 变压器的设计原理与一般反激变压器的设计原理相类似。只不过 RCC 变换一直工作在临界模式，它一般可以按照在最低输入电压时满足正常工作的原则设计功率，此时占空比可以选择为 0.5 进行设计（但并不是说 RCC 的占空比会永远是 0.5，正如前面所分析的，它的占空比与很多因素有关）。若选取为 0.5，则变压器初级匝数为：

$$N_p = \frac{V_{in} \cdot T_{on} \cdot 10^8}{\Delta B \cdot A_e} \quad (1-112)$$

式中， $T_{on} = D \cdot T$ 。

占空比  $D$  为 0.5，则初级最大峰值电流：

$$i_{1p(max)} = \frac{2 \cdot i_{1(ave)}}{D} = 4 \cdot i_{1(ave)} = 4 \cdot \frac{V_o \cdot I_o}{\eta \cdot V_{in(min)}} \quad (1-113)$$

变压器初级电感：

$$L_p = \frac{V_{in(min)} \cdot T_{on}}{i_{1p(max)}} \quad (1-114)$$

反射电压：

$$V_{or} = V_{in} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (1-115)$$

变压器匝比：

$$n = \frac{V_{or}}{V_o + V_d} \quad (V_d \text{ 为二极管正向导通压降}) \quad (1-116)$$

次级变压器匝数：

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (1-117)$$

次级电感：

$$L_s = \frac{(V_o + V_d) \cdot T_{off}}{i_{2p(max)}} = \frac{(V_o + V_d) \cdot T_{off} \cdot N_p \cdot i_{1p}}{N_s} \quad (1-118)$$

辅助绕组匝数：

$$N_b = \frac{V_b \cdot N_p}{V_{in}} = \frac{(I_b \cdot RB1 + V_{be})}{V_{in}} \cdot N_p \quad (1-119)$$

RCC 变压器的气隙，与一般反激变压器一样有：

$$l_g = \frac{\mu_g \cdot N_p \cdot I_p}{B_{max}} \quad (\text{根据安培环路定律 } N_p \cdot I_p = H_g \cdot l_g = \frac{B_{max}}{\mu_g} \cdot l_g) \quad (1-120)$$

$$l_g = \frac{4\pi \cdot N_p^2 \cdot A_e}{L_p} \quad (\text{根据后面将要讲到的铁氧体变压器加气隙后的电感计算得出})$$

至此，RCC 反激电源变压器初级匝数  $N_p$ ，次级匝数  $N_s$ ，辅助绕组的匝数  $N_b$ ，初级电感量  $L_p$ ，磁芯气隙等参数都已经确定。

## 7. RCC 输出电压的补偿

如果输出导线很长, 输出电线有压降。电压反馈在机盒内, 随着负载电流的增加, 长输出线存在阻抗  $R_o$ , 如果不加补偿电路, 则输出电压  $U_o$  会低于 A 点的电压, A 点电压为我们设计时的目标电压, 这样就会导致负载端电压的下降。为补偿输出导线电阻  $R_o$  压降, 可以接入负载补偿电阻  $R_c$ , 如图 1-40 所示。

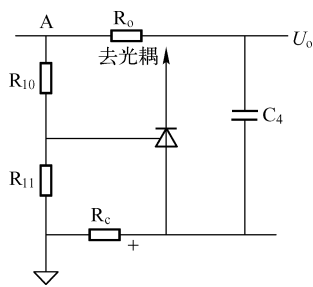


图 1-40 输出电压补偿电路

在接入  $R_c$  之前, A 点的电压为  $\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot V_{\text{ref}}$ ,  $U_o$  的电压为 A 点的电压减去线路阻抗  $R_o$  上的电压, 即:

$$\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot V_{\text{ref}} - I_o R_o$$

我们实际希望得到  $U_o$  为  $\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot V_{\text{ref}}$ , 因此由于线路损耗, 实际电压比目标电压下降了  $I_o \cdot R_o$ 。

如图 1-40 所示加入电阻  $R_c$  后, A 点的电压为:  $\frac{R_{10} + R_c + R_{11}}{R_{10} + R_c} \cdot (V_{\text{ref}} + I_o \cdot R_c)$ , 由于  $R_c \ll R_{11}$ , 因此, A 点的电压又可简化为  $\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot (V_{\text{ref}} + I_o \cdot R_c)$ 。

故由于加入  $R_c$  带来 A 点电压的升高为:

$$\Delta V = \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot (V_{\text{ref}} + I_o \cdot R_c) - \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot V_{\text{ref}} = \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{11}} \cdot I_o \cdot R_c \quad (1-121)$$

为了补偿输出线路的线压降, 则需要满足:

$$\Delta V - \Delta U_o - \Delta U_c = 0$$

其中  $\Delta V$  为加入  $R_c$  后 A 点电压的提高,  $\Delta U_o$  为电流在线路阻抗  $R_o$  上的压降,  $\Delta U_c$  为电流在电阻  $R_c$  上的压降, 上式的物理意义就是加入  $R_c$  后 A 点电压的升高, 刚好等于线路阻抗和加入电阻  $R_c$  上电压的下降, 最终使得输出电压  $U_o$  等于我们设计时的目标电压  $\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \cdot V_{\text{ref}}$ 。

因此, 有:

$$\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{11}} \cdot I_o \cdot R_c - I_o \cdot R_o - I_o \cdot R_c = 0$$

求解上式, 即可得出我们需要加的补偿电阻  $R_c$  的大小:

$$R_c = \frac{R_{10}}{R_{11}} \cdot R_o \quad (1-122)$$

### 1.4.4 RCC 充电器

对于需要恒流、恒压充电的充电器设计, 当效率不是很重要时, 可以采用如图 1-41 所示的电路。电路中  $R_s$  为电流检测电阻。当 RCC 充电器给电池充电未达到电池的恒定电压之前, TL431 的反馈电阻分压会小于 TL431 的基准电压, 电压反馈环不起作用, 此时由  $R_s$  上的检测电

压控制三极管  $S_3$  的放大区, 调节 RCC 的工作频率和占空比达到恒流的目的, 恒定电流为:

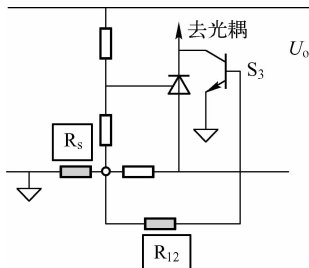


图 1-41 RCC 实现恒定电流

$$I_o = \frac{0.6}{R_s} \quad (1-123)$$

而恒定电流给电池充电, 当电池逐渐充到饱和电压时, TL431 的反馈电阻分压大于等于基准电压, 此时电压环起调节占空比和开关频率的主导作用, 而由于充电电流的下降,  $R_s$  两端的电压较低, 此时  $S_3$  构成的电流环不起主要作用, 从而进入恒压充电阶段。

利用图 1-41 还可以实现输出电流的过流保护, 通过设定当电流达到过流保护值时  $R_s$  上的检测电压让  $S_3$  导通, 从而增强光耦合到初级的反馈信号, 减小 RCC 占空比和调节 RCC 的频率, 从而实现 OCP 的目的。

## 1.5 小信号模型分析

下面进行 CCM 模式 Buck 线路的小信号模型分析, 如图 1-42 所示为典型的 Buck 线路, 如图 1-43 所示为开关管 Q1 导通时的等效电路, 如图 1-44 所示为开关管截止时的等效电路。

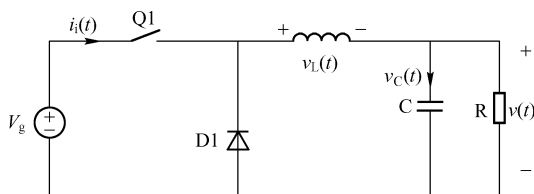


图 1-42 典型的 Buck 线路

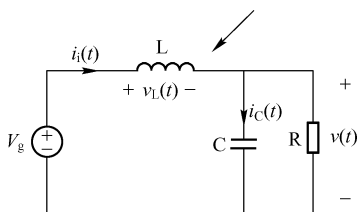


图 1-43 开关管 Q1 导通时的等效电路

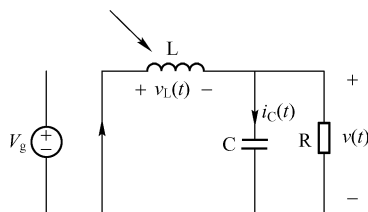


图 1-44 开关管截止时的等效电路

第一步, 选定分析变量电感电压  $v_L(t)$ , 电容电流  $i_C(t)$ , 输入电流  $i_i(t)$ 。

第二步, 根据工作状态写出变量回路方程。

工作状态一, Q1 导通, D1 截止, 如图 1-43 所示:

$$v_L(t) = V_g(t) - v(t) \quad (1-124)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - v(t)/R \quad (1-125)$$

$$i_i(t) = i_L(t) \quad (1-125')$$

工作状态二, Q1 截止, D1 续流, 如图 1-44 所示:

$$v_L(t) = -v(t) \quad (1-126)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - v(t)/R \quad (1-127)$$



$$i_i(t) = 0 \quad (1-127')$$

第三步, 采用小纹波近似, 电压电流采用其平均值代替有:

对等式 (1-124) 有:

$$v_L(t) = \langle V_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}$$

对等式 (1-125) 有:

$$i_C(t) = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}/R$$

对等式 (1-125') 有

$$i_i(t) = \langle i_L(t) \rangle_{T_s}$$

对等式 (1-126) 有:

$$v_L(t) = - \langle v(t) \rangle_{T_s}$$

对等式 (1-127) 有:

$$i_C(t) = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}/R$$

对等式 (1-127') 有

$$i_i(t) = 0$$

第四步, 写出一个周期内电感电压、电容电流的平均值, 有

$$\begin{aligned} \langle v_L(t) \rangle_{T_s} &= d(t) \cdot [\langle V_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}] + d'(t) \cdot [- \langle v(t) \rangle_{T_s}] \\ \langle i_C(t) \rangle_{T_s} &= d(t) \cdot [\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}/R] + d'(t) \cdot [\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}/R] \\ \langle i_i(t) \rangle_{T_s} &= d(t) \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \cdot 0 \end{aligned}$$

第五步, 在单周期内电感电压、电容电流的瞬时值, 可以使用平均值来近似, 则

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \cdot [\langle V_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}] + d'(t) \cdot [- \langle v(t) \rangle_{T_s}] \quad (1-128)$$

$$\begin{aligned} C \frac{d \langle V_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} &= d(t) \cdot [\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}/R] + d'(t) \cdot \\ &[\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}/R] \end{aligned} \quad (1-129)$$

第六步, 把平均值分离为静态工作点 + 扰动分量, 则有:

$$\langle V_g(t) \rangle_{T_s} = V_g + \hat{v}_g(t)$$

$$\langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \hat{d}(t)$$

$$\langle d'(t) \rangle_{T_s} = 1 - D - \hat{d}(t)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L(t)$$

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = V + \hat{v}(t)$$

$$\langle i_i(t) \rangle_{T_s} = I_i + \hat{i}_i(t)$$

第七步, 将以上各式代入等式 (1-128) 和等式 (1-129) 得:

$$L \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} = (D + \hat{d}(t)) \cdot [(V_g + \hat{v}_g(t)) - (V + \hat{v}(t))] + (1 - D - \hat{d}(t)) \cdot [- (V + \hat{v}(t))]$$

将上式整理重写如下:

$$L \left( \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right) = DV_g + D \hat{V}_g(t) - DV - D\hat{v}(t) + \hat{d}(t) V_g + \hat{d}(t) \hat{v}_g(t) - \hat{d}(t) V -$$

$$\hat{d}(t)\hat{v}(t) - V - \hat{v}(t) + DV + D\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V + \hat{d}(t)\hat{v}(t)$$

忽略二次小项，则上式可变为：

$$L\left(\frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt}\right) = DV_g - V + D\hat{V}_g(t) + \hat{d}(t)V_g - \hat{v}(t) \quad (1-130)$$

方程两边直流项和交流项应该分别相等，则有：

$$L\left(\frac{dI_L}{dt}\right) = DV_g - V$$

又在一周期内电感电流平均值变化为零（伏秒积为零），则上式有：

$$DV_g - V = 0 \Rightarrow V = DV_g$$

等式（1-130）的交流成分：

$$L\left(\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt}\right) = D\hat{V}_g(t) + \hat{d}(t)V_g - \hat{v}(t) \quad (1-131)$$

根据等式（1-131），可画出交流等效电路模型如图 1-45 所示。

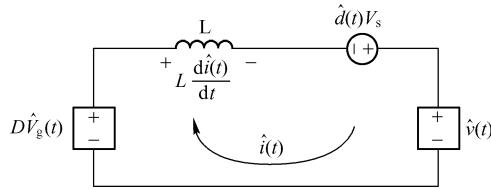


图 1-45 交流等效电路模型

同理，整理等式（1-129）有：

$$C\left(\frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt}\right) = I_L - \frac{V}{R} + \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \quad (1-132)$$

根据稳态时，一个周期内电容的充放电流和为零（电压变化的平均值为零），则：

$$C\left(\frac{dV_C}{dt}\right) = I_L - \frac{V}{R}$$

上式左右两边分别为零，因此

$$I_L = \frac{V}{R}$$

上式的物理意义表明，对于 Buck 变换，电感电流的平均值等于输出负载电流的平均值。

等式（1-132）的交流部分：

$$C\left(\frac{d\hat{v}_C(t)}{dt}\right) = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \quad (1-133)$$

根据等式（1-133），可画出其等效电路模型如图 1-46 所示：

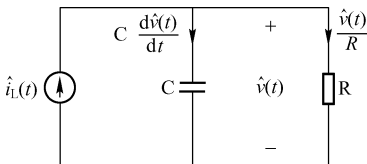


图 1-46 等效电路模型

同样处理  $\hat{i}_i(t)$ ，有：

$$I_i + \hat{i}_i(t) = (D + \hat{d}(t)) \cdot (I_L + \hat{i}_L(t)) \quad (1-134)$$

其直流成分相等，有：

$$I_i = D \cdot I_L$$

上式的物理意义表明了输入电流的平均值和电感电流

的平均值的关系。

等式 (1-134) 的交流成分, 忽略掉二次小项的积, 有:

$$\hat{i}_i(t) = D \cdot \hat{i}_L(t) + \hat{d}(t) \cdot I_L \quad (1-135)$$

根据式 (1-135), 可画出其等效电路模型 (图中将  $\hat{i}_i(t)$  用等效的  $\hat{v}_g(t)$  来等效), 如图 1-47 所示。

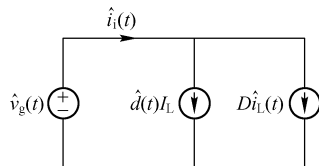


图 1-47 等效电路模型

第八步, 把各等效电路图 (图 1-45, 图 1-46, 图 1-47) 画在一起, 如图 1-48 所示。

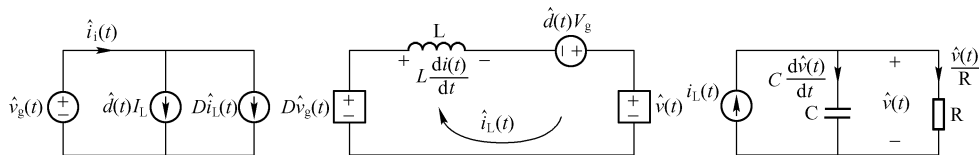


图 1-48 等效电路图画在一起

第九步, 用理想直流变压器模型代入图 1-48, 得如图 1-49 所示等效电路。

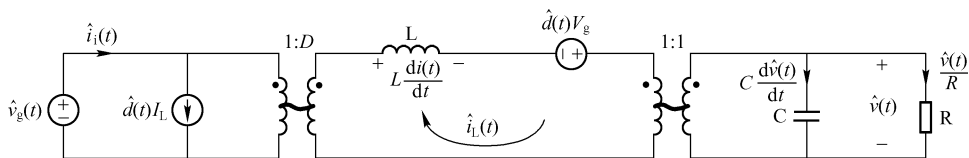


图 1-49 理想变压器模型带入的等效电路

第十步, 把图 1-49 中各量对应成相应的  $s$  域的量, 就可以计算出相应的传递函数了。

$$\hat{v}(s) = G_{vd}(s) \hat{d}(s) + G_{vg}(s) \hat{v}_g(s) \quad (1-136)$$

等式 (1-136) 中, 分别令  $\hat{d}(s)$ ,  $\hat{v}_g(s)$  等于 0, 就可以得到  $G_{vg}(s)$  和  $G_{vd}(s)$  了。

令  $\hat{d}(s) = 0$ , 来计算  $G_{vg}(s)$ 。此时, 图 1-49 变为图 1-50。

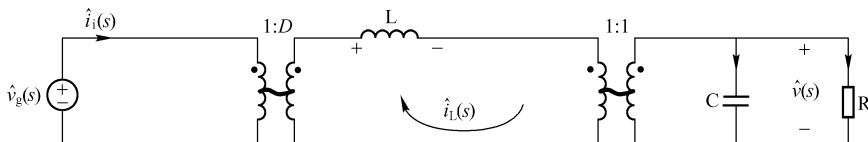


图 1-50 理想变压器模型带入的等效电路

从左至右简化图 1-50, 可得图 1-51。

由图 1-51, 可得传递函数:

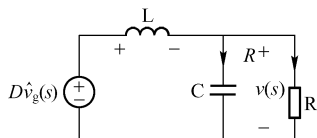


图 1-51 模型简化

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = D \cdot \frac{R // \frac{1}{sC}}{\left( R // \frac{1}{sC} \right) + sL} \quad (1-137)$$

对等式 (1-137) 进行化简, 可得:

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = D \cdot \frac{R}{s^2 LCR + sL + R} = D \cdot \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1} \quad (1-138)$$

传递函数的标准模式为：

$$G_{vg}(s) = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

上式中，

$$G_{g0} = D$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$G_{vd}(s)$  的计算，令  $\hat{v}_g(s) = 0$ ，则图 1-50 最左边的电路被短路，图 1-50 变为图 1-52。

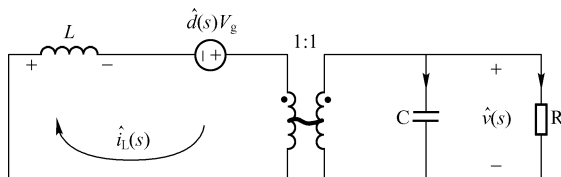


图 1-52 令  $\hat{v}_g(s) = 0$  的等效电路图

从左至右简化图 1-52，可得图 1-53。

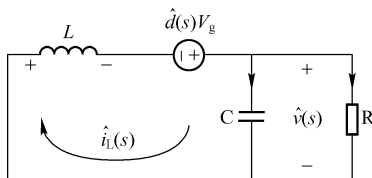


图 1-53 令  $\hat{v}_g(s) = 0$  的简化等效电路图

由图 1-53，可得传递函数：

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = V_g \frac{R // \frac{1}{sC}}{\left(R // \frac{1}{sC}\right) + sL} \quad (1-139)$$

对上式进行化简得：

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = V_g \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1}$$

化成标准模式为

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

上式中,  $G_{d0} = V_g$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$

注意: 如果等效电路中同时含有受控电压源和受控电流源, 则可以利用电路叠加原理, 分别令受控电压源短路和受控电流源开路求出传递函数, 然后再将传递函数相加即得整个电路的传递函数。

Boost 电路、Buck - Boost 电路等的小信号模型可以采用上述相同的方法求得, 本书不再多述。

## 1.6 正激变换器简介

如图 1-54 所示为简单的 RCD 钳位的正激变换器原理图。当初级开关管 S 导通时, 加在励磁电感  $L_m$  两端的电压为  $V_{in}$ , 在此励磁电压下, 近似假设  $L_m$  为常量, 则励磁电流满足等式  $V_{in} = L_m \frac{di_m}{dt}$ , 因此励磁电流线性增加。同时 T1 为等效理想变压器, 次级 D1 导通, D2 截止, 流过等效理想变压器初级的电流为次级电流根据变压器原理反射回初级的电流, 初级变压器的总电流为这个反射电流与励磁电流之和。初级  $V_{in}$  能量通过变压器 T1、二极管 D1 给电感  $L_F$ 、电容  $C_o$  和负载供电。当初级开关管 S 截止时, 励磁电流不能突变, 它会沿着 D3, C1, R1,  $L_m$  流动, 变压器去磁 (磁复位)。此时次级二极管 D1 截止, 但电感  $L_F$  电流不能突变, 根据电磁感应定律, 电感  $L_F$  感应出左负右正的感应电动势, 二极管 D2 导通, 电感电流续流, 电感在初级开关管导通期间储存的能量在此初级开关管截止期间向负载和电容  $C_o$  供电。若工作为 CCM 模式, 即在下一个开关管导通时刻之前,  $L_F$ 、D2 一直导通, 一直有续流电流。若工作为 DCM 模式, 则电感续流电流在下一个开关管导通时刻到来之前已经下降到零, D2 有一段时间截止, 此时电容  $C_o$  储存的能量给负载供电。

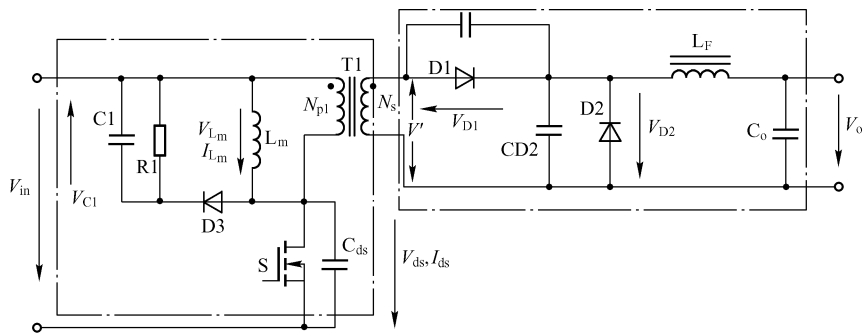


图 1-54 RCD 钳位的正激变换器原理图

根据上面正激变换器工作原理的简单分析, 设计正激变换器的续流电感和正激变压器。假设已知开关频率, 对定频 PWM 控制的设计, 假设工作于临界模式, 其他模式只需适当修正就可。正激变换实际上可以看作是一个单端正激变换与 Buck 变换的结合。

第一步: 确定占空比  $D$ 。对于变压器初级绕组根据伏秒积平衡得

$$V_{in} \cdot D \cdot T_s = V_{clamp} \cdot (1-D) T_s$$

为此, 需要根据输入电压大小、MOS 管能承受的最高电压, 决定设计时的  $V_{clamp}$  (钳位

电压), 然后根据钳位电压  $V_{\text{clamp}}$  的大小, 确定占空比的大小。若为宽范围需要以最低输入电压进行设计, 但是也要同时考虑最高输入电压时 MOSFET 承受的电压值。

第二步: 变压器的次级实际上就是一个 Buck 变换, 该 Buck 变换的输入电压可以看作是初级开关管开通时, 次级绕组  $N_s$  两端的电压  $V'$ , 如图 1-54 所示。次级 Buck 变换的占空比和初级开关管工作的占空比相同。在 BCM 工作模式, 则对续流电流  $L_F$  进行分析, 有

$$V' = \frac{V_o}{D} \quad (1-140)$$

$$V' - V_o = L \frac{\Delta I}{D \cdot T} \quad (1-141)$$

已知输出电压和输出纹波, 根据上两式可以确定  $V'$  和  $L$  (电感  $L_F$  的电感量) 的大小。

第三步: 根据输出电流的大小和工作频率确定电感的磁芯和线径, 详见第 4 章。

第四步: 根据  $V'$  求变压器匝比  $n$ 。正激变压器等效为理想变压器, 则变压器的匝比为

$$n = \frac{V_{\text{in}(\min)}}{V'}$$

第五步: 确定变压器初级、次级的匝数。

$$V_{\text{in}} = N_p \frac{d\Phi}{dt} = N_p A_e \frac{dB}{dt} = N_p A_e \frac{\Delta B}{D \cdot T}$$

上式根据输出功率, 依据 AP 法或经验选定磁芯型号, 查表可得  $A_e$  值, 另外, 对于常用的铁氧体磁芯的  $\Delta B$  一般可选 0.2 ~ 0.25T, 正激变压器由于不存在反激变压器的直流成分问题 (详见第 4 章说明), 因此  $\Delta B$  可以适当取大一点。通过上式即可求得变压器初级绕组的匝数。

次级绕组的匝数:

$$N_s = N_p / n$$

若有辅助绕组, 可以根据上式相同原理求出辅助绕组的匝数。

第六步: 确定变压器的线径等参数。根据输出功率和效率可以求出输入功率, 如果工作在 CCM 模式, 则初级电流为梯形波, 若为 DCM 或 BCM 模式, 则初级电流为三角形波。根据后面讲到的方法可以求出初级的有效值电流, 再根据电流密度和工作频率 (集肤深度) 可以确定变压器绕组的线径和股数。

至此, 根据以上各式算出续流电感量、续流电感磁芯、变压器绕组匝数、变压器磁芯、功率等参数, 交给变压器生产厂商就可以做出合适的正激变换器的变压器和电感, 再经过实际的调试, 一个正激变换器就算设计完成了。

正激变换的关键点除了上面介绍的续流电感设计、变压器设计之外, 就是正激变换器的复位方式。上面为 RCD 复位方式, 其他常用的复位方式还有如下几种。

稳压二极管钳位的正激变换器如图 1-55 所示。

这种钳位方式的优点是: ①简单; ②钳位电压可以高于输入电压, 因此占空比可以大于 50%。不足是: 励磁能量和漏感能量都需要经过稳压二极管耗散出去, 影响效率, 同时也需要稳压二极管具有一定的功率, 另外对于高压的稳压二极管往往比较贵。

辅助绕组复位的正激变换, 如图 1-56 所示。这种复位方式的优点是励磁能量以及部分的漏感能量都能回馈到电源输入端, 提高了转换效率; 而且是一种非常可靠的复位方式, 开

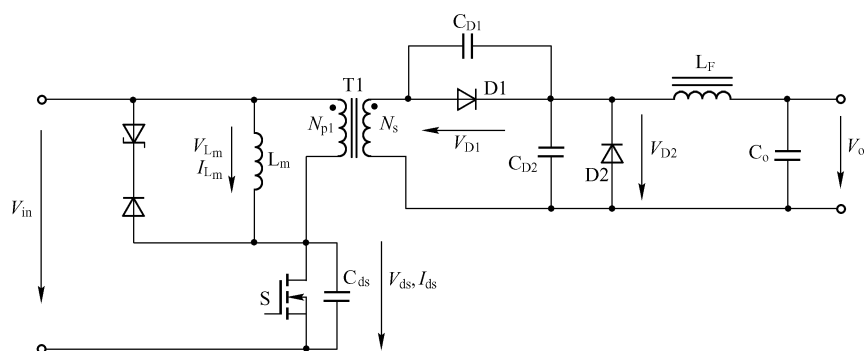


图 1-55 稳压二极管钳位的正激变换器

关管基本上没有瞬态过冲的问题。它的不足是：变压器需要加辅助绕组，变压器设计复杂化，如果  $N_{p2} = N_{p1}$  的话，依据复位原则，变换的最大占空比不能超过 50%，考虑到一些寄生参数和复位的可靠性，一般最大占空比不超过 40%，而且钳位电压的大小随着输入电压的变化而变化，若  $N_{p2} < N_{p1}$ ，则正激变换的占空比可以大于 50%。

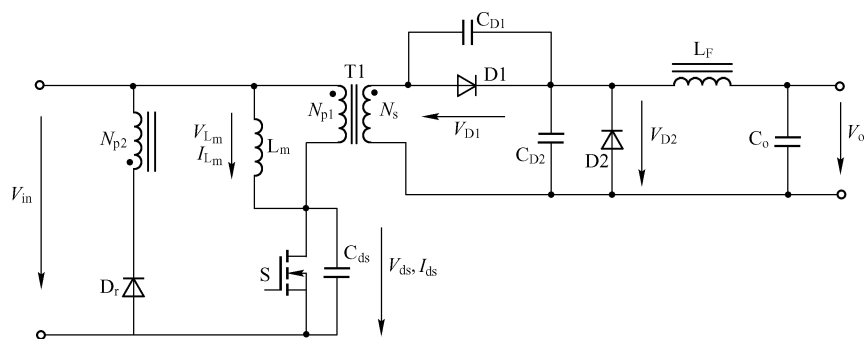


图 1-56 辅助绕组复位的正激变换

有源钳位复位的正激变换，如图 1-57 所示。这种复位方式常用在低压大电流的场合。它的优点有：励磁能量和漏感能量基本上全部得到再利用，提高了效率；易于实现自驱动同步整流；易于实现零电压 ZVS 开关。它的不足则是：比较复杂，需要多一个高压 MOS，因此花费比较高；在输入电压变化，输出负载变化，以及启动瞬间，变压器容易进入轻度饱和，开关管的电压容易出现过冲；以及专利的问题等。

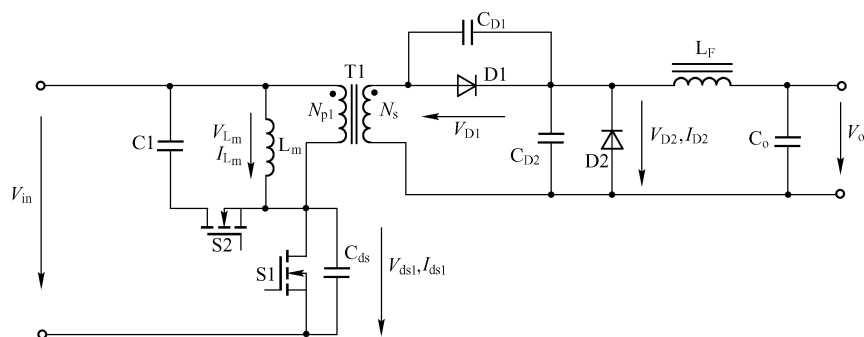


图 1-57 有源钳位复位的正激变换

双管正激变换，如图 1-58 所示，S1、S2 同时开通，同时关断。这种变换基本上适用于带 PFC 的中大功率场合，而且也是最稳定的一种正激变换形式。双管正激变换的优点：低的开关应力，基本等于输入电压  $V_{in}$ ；适合运用于较大功率的场合；线路非常稳定。它的不足是：需要高压驱动线路以驱动高压 MOSFET；同样占空比不能超过 50%，一般最大为 40% 左右。

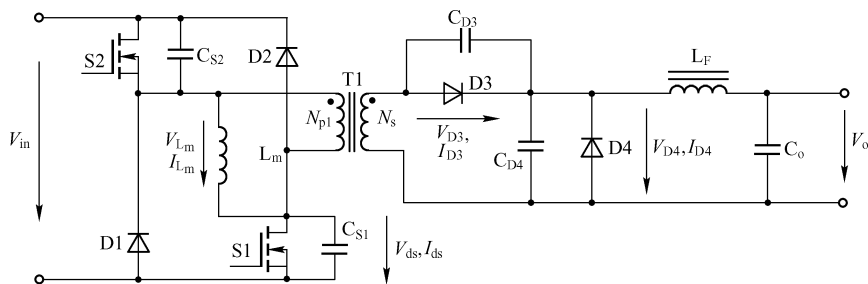


图 1-58 双管正激变换

## 1.7 半桥变换器简介

半桥变换器的基本原理如图 1-59 所示。当开关管 Q1 导通时，电容 C1 放电，电容 C2 充电，CR1 导通，电感 L1 储能，电源向电容 C3 和负载提供能量。Q1 关闭后，Q2 开通前为死区时间。死区时间段内，整流二极管 CR1、CR2 同时导通，电感 L1 电流通过变压器和 CR1、CR2 续流。由于 CR1、CR2 同时导通，变压器次级相当于短路，变压器的激磁能量不变。如果死区时间内，CR1、CR2 只有一个管子导通（如轻载时），则变压器的激磁将会通过变压器次级向负载释放能量，影响下半个周期磁芯的激磁能力。死区时间过后，Q2 导通，C2 经过  $N_1$ 、Q2 放电，CR2 导通，能量通过 CR2、L1 向电容 C3 和负载供电。

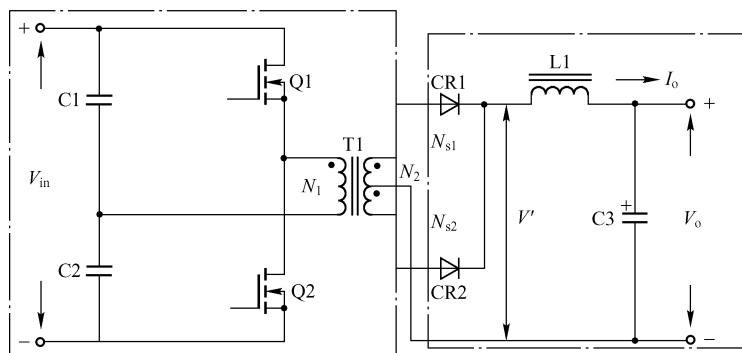


图 1-59 半桥变换器的基本原理

半桥变换器的优点：半桥变换器的开关管电压应力比正激结构小一半；相同输出功率，变压器的体积比正激结构小一半；一个周期内半桥变换器上、下开关管分时导通，因此有效开关频率比正激结构高一倍；半桥变换器的磁芯使用率接近 100%；应用范围广泛，100W 至 500W（甚至高达 1000W）的系统都适用。不足是对于高端 MOSFET 需要提供高端驱动方



式, 驱动电路较复杂。

半桥变压器磁性元器件的设计与正激变换器磁性元器件的设计非常类似。半桥变换也相当于半桥变压器和 Buck 线路的串联组合。

第一步: 确定变压器工作的占空比  $D$ , 半桥变换器上、下两个开关管分时导通, 总占空比可以接近于 1, 每一个开关管的占空比可以接近于 50%。在最低输入电压、最大输出负载时, 此时的占空比最大, 实际变压器设计时可以设定此时的最大占空比为 0.4 ~ 0.5。

第二步: 对于次级的续流电路, 实际上为一 Buck 线路。其占空比和初级变压器的占空比相等。次级所绕两个绕组的匝数相等。根据输入电压  $V_o$  可以求出 CR1 或 CR2 导通时, 电感输入端的电压  $V'$  为

$$V' = \frac{V_o}{D} \quad (\text{其中 } D \text{ 为上管和下管导通占空比的总和, 可接近 } 1)$$

第三步: 求续流电感的电感量。根据 Buck 线路有

$$V' - V_o = L \frac{\Delta I}{D \cdot T}$$

$$\text{因此, } L = \frac{(V' - V_o) \cdot D \cdot T}{\Delta I}。$$

第四步: 计算变压器匝比, 半桥变换器初级绕组承受的电压为  $V_{in}/2$ 。因此, 匝比为

$$n = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{N_p}{N_{s2}} = \frac{V_{in}/2}{V'}$$

第五步: 求初级绕组的匝数  $N_p$ 。根据电磁感应定律有

$$\frac{V_{in}}{2} = N_p \frac{d\Phi}{dt} = N_p \frac{A_e \Delta B}{(D/2) \cdot T}$$

因此,  $N_p = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{4 \cdot A_e \cdot \Delta B}$ , 其中  $D$  为单管导通占空比的 2 倍, 可以接近于 1;  $\Delta B$  为半个周期内磁芯磁感应强度的变化量, 需要注意半桥变换器的磁芯磁滞回线工作在一、三象限。

第六步: 计算次级绕组匝数  $N_s$ 。

$$N_{s1} = N_{s2} = \frac{N_p}{n}$$

第七步: 确定变压器绕组的线径。根据输出功率、开关频率和占空比的大小可以求出通过变压器绕组的有效值电流和最大峰值电流, 然后根据电流密度和开关频率确定绕组的线径和股数。

不对称半桥变换器主电路, 如图 1-60 所示。传统的半桥电路为对称的 PWM 驱动, 而不对称半桥电路采用固定死区的互补 PWM 控制方式, 不需要外加元件, 充分利用电路本身的分布特性, 通过变压器漏感和开关寄生电容的谐振, 实现零电压开关。

这种不对称半桥电路保持了 PWM 开关模式的低开关导通损耗, 而且消除了开关的导通损耗, 因此, 可以得到很高的效率。但是, 不对称半桥电路输出二极管存在电压应力不均的问题, 这也是很多实际产品受到限制应用的原因之一。有的采用次级绕组的不对称解决普通的不对称半桥电路输出二极管电压应力不均的问题。

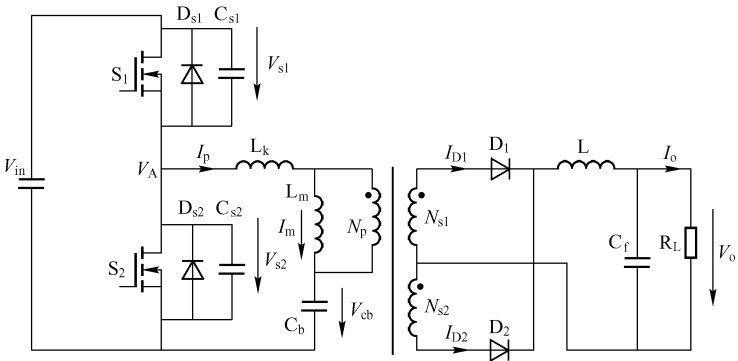


图 1-60 不对称半桥变换器主电路

1.8 半桥 LLC 谐振变换电路原理分析

半桥 LLC 谐振变换电路原理图如图 1-61 所示。半桥谐振 LLC 开关管能够实现 ZVS，整流管能够实现 ZCS。当上管 Q1 导通时，输入电压加在  $C_r$ 、 $L_r$ 、变压器上面，D1 导通，变压器初级绕组两端的电压为输出负载电压  $V_o$  的反射电压： $N_p \cdot V_o / N_s$ ，此时  $C_r$ 、 $L_r$  谐振向负载和电感  $L_m$  供电，波形如图 1-62 所示。 $L_m$  的励磁电流  $I_{Lm}$  在恒定的负载反射电压的作用下线性上升。 $L_r$  上的电流  $I_{Lr}$  等于流过二极管 D1 的反射电流与励磁电流  $I_{Lm}$  之和。

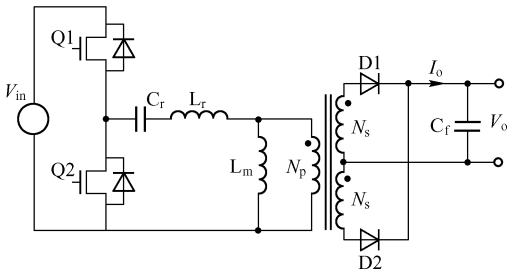


图 1-61 半桥 LLC 谐振变换电路原理图

电感  $L_r$  与电容  $C_r$  在  $(V_{in} - N_p \cdot V_o / N_s)$  电压作用下谐振，此时整个电路的谐振元件为  $L_r$  和  $C_r$  ( $L_m$  此时不参与谐振)，谐振频率为  $1 / (2\pi \sqrt{L_r C_r})$ 。

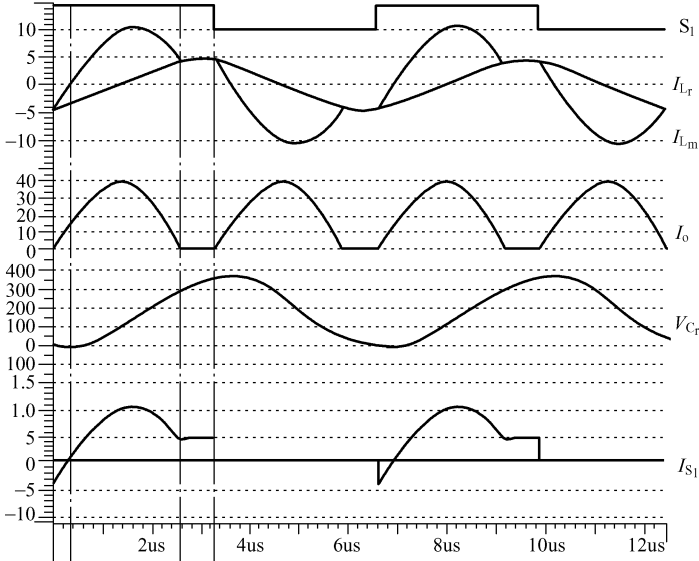


图 1-62 半桥 LLC 谐振变换典型波形

随着励磁电流  $I_{L_m}$  的升高, 谐振电流的不断减小, 在某一时刻两者达到相等, 这时流入变压器初级的电流为零, 次级二极管自然 ZCS 零电流关断。

次级二极管 D1 关断后,  $L_m$  参与  $L_r$  和  $C_r$  的谐振, 此时的谐振元件有  $L_m$ 、 $L_r$ 、 $C_r$ , 谐振频率为  $1/(2\pi \sqrt{(L_r + L_m)C_r})$ 。此阶段,  $C_r$  由于前面左正右负的充电,  $L_m$  上的分压很小, 同时由于  $L_m$  远大于  $L_r$ , 谐振电流出现图中的平台阶段, 类似于一个恒流源。此阶段一直持续到上管 Q1 截止。

Q1 截止后, 进入死区时间, 此时电感电流不能突变,  $L_r$  的感应电动势为左负右正,  $L_m$  的感应电动势为下正上负, 电感释放能量,  $C_r$  继续充电, 电容两端电压不能突变, 继续左高右低。Q1 的寄生电容充电, Q2 的寄生电容放电, 当 Q2 的结电容放电完毕时, 若 Q2 仍未导通, Q2 的体二极管导通, Q2 的 VDS 接近零,  $C_r$  的右端电位为负,  $C_r$  仍然保持左正右负, 此后当 PWM 使 Q2 导通时, Q2 实现 ZVS 零电压开通。在死区时间内, 由于变压器感应电动势为下正上负, 这样变压器次级的感生电动势慢慢导致 D2 左边的电位为正, 高于地电位。

电感由于能量的不断释放, 电感电流逐步降为零, 然后电流反向, 电容开始通过地线、变压器、 $L_r$  放电, 此时变压器次级感应电动势使得 D2 导通, 向负载提供能量。D2 导通后, 变压器又被负载电压  $V_o$  的反射电压所钳位, 大小为  $N_p \cdot V_o / N_s$ , 方向为下正上负。当二极管 D2 一导通, 变压器初级绕组即被钳位。此时  $L_m$  退出与  $L_r$ 、 $C_r$  的谐振。变压器初级的谐振元件又回到  $L_r$ 、 $C_r$  的串联谐振, 谐振周期为  $1/(2\pi \sqrt{L_r C_r})$ 。励磁电感  $L_m$  在反向电压作用下, 开始反相励磁, 励磁电流大小线性上升, 但是方向与第一阶段相反。以后的过程如同上面所述一样, 当励磁电流与谐振电流相等时, D2 实现零电流关断。然后  $L_m$  又参与  $L_r$ 、 $C_r$  的谐振, 谐振周期为  $1/(2\pi \sqrt{(L_r + L_m)C_r})$ 。然后 Q2 关断, 电感中的能量开始给电容  $C_r$  反向充电, 同时 Q1 的寄生电容放电, Q2 的寄生电容充电, Q1 实现 ZVS 零电压开通。

LLC 电路的特点如下。

(1) 占空比恒定为 50%, LLC 的稳压不是靠调节占空比, 而是靠调节频率, 通过频率的改变来改变振荡回路的增益, 从而稳定输出电压;

(2) LLC 架构的电源处于谐振状态, 其次级整流二极管的反向峰值电压非常低, 如果线路已经调得比较理想, 12V 输出用 30V 的整流管足矣;

(3) LLC 电路在  $f_s$  小于  $f_r$  和  $f_s$  大于  $f_r$  时都需要工作在 ZVS 状态的, 应避免在  $f_s$  小于  $f_r$  时进入 ZCS 状态, 这是设计时要注意的;

(4) 开机时由于谐振电容两端的电压为零, 浪涌电流较大。如果控制不好, 变压器饱和, 在批量生产时有较大风险;

(5) 半桥 LLC 有两个谐振点, 一个为  $L_r$  与  $C_r$  的谐振, 一个为  $C_r$  与  $(L_m + L_r)$  的谐振;

(6) 半桥 LLC 变换需要有谐振电感  $L_r$ , 如果不外加谐振电感的话, 可以利用变压器的漏感作为谐振电感, 不过此时要注意变压器的绕制, 以增加漏感, 同时变压器批量生产时, 漏感的一致性也是需要注意的地方。

半桥 LLC 变换器环路增益与开关频率、谐振频率、谐振电感和励磁电感、谐振品质因数  $Q$  的关系, 如图 1-63 所示。

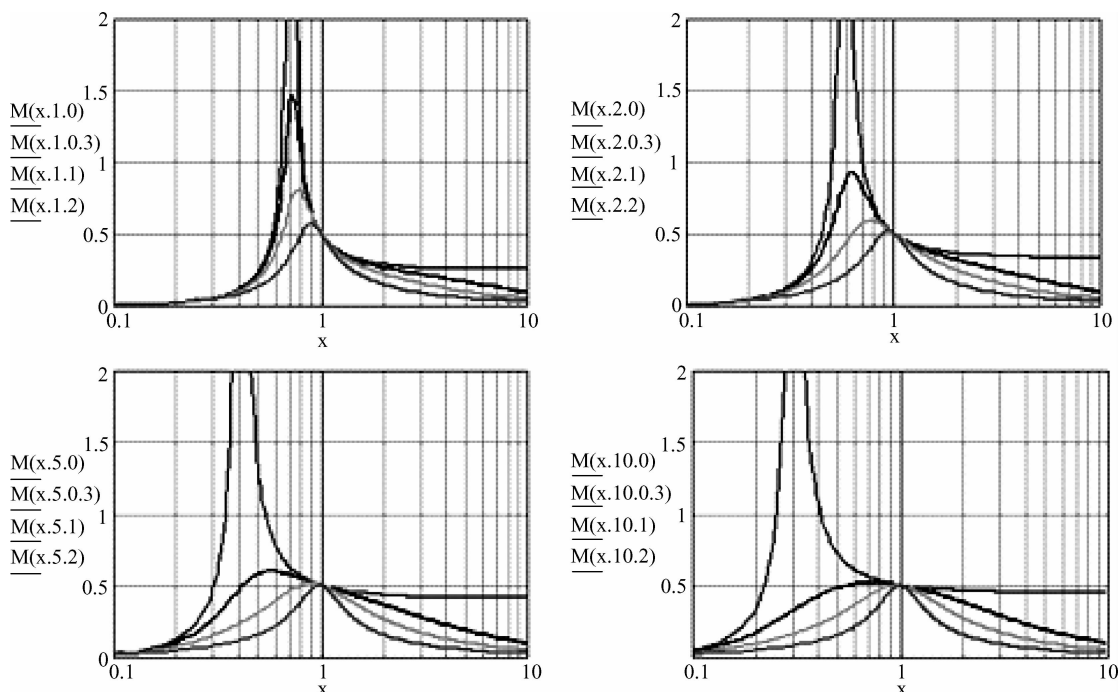


图 1-63 影响半桥 LLC 谐振变换增益的因素

图中纵坐标  $M$  是 LLC 变换的增益；横坐标  $X(f_s/f_r)$  是开关频率与谐振频率的比值；1, 2, 5, 10 为  $L_m/L_r$ ，它反映励磁电感和谐振电感的比值大小；0, 0.3, 1, 2 则为谐振的  $Q$  值大小。从图中可以看出， $L_m/L_r$  越小，环路的增益曲线越陡，也就意味着频率变化一点，环路的增益变化很大，不过， $L_m/L_r$  越大，LLC 的损耗越严重，效率变低，从图中还可以看出最佳的  $L_m/L_r$  在 5 左右。不同的  $Q$  值会有不同的增益曲线，这是我们设计 LLC 变换时需要注意的。从增益曲线上也可以看出，当电路参数确定后，改变开关频率，也就改变了环路的增益，从而稳定输出。总的来讲，图 1-63 给出了半桥 LLC 谐振变换器增益和频率的关系，通过变频的方式可以调节变换器的增益，从而稳定输出电压的大小。同时，半桥 LLC 谐振变换器增益和频率的关系又受到谐振品质因数和励磁电感  $L_m$  与谐振电感  $L_r$  比值的影响。

半桥 LLC 变压器的设计如下。

第一步，计算输出电路的交流电阻。

对于谐振正弦电流，在全波桥式电路中，有效值电流为：

$$I_{ac(rms)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o$$

考虑到方波的基频分量，有效电压值为：

$$E_{ac(rms)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_o$$

因此，输出交流电阻表示为：

$$R_{ac} = \frac{E_{ac(rms)}}{I_{ac(rms)}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_L$$

第二步, 计算半桥 LLC 变压器的匝比。

$$n = \frac{(V_{in}/2)}{(V_o + V_d)/(2 \cdot D)} = \frac{(V_{in}/2) \cdot 2 \cdot D}{(V_o + V_d)}$$

由于半桥 LLC 谐振变换的占空比  $D$  为固定值, 近似 50%, 则

$$n = \frac{(V_{in}/2) \cdot 2 \cdot D}{V_o + V_d} = \frac{V_{in}}{2(V_o + V_d)}$$

第三步, 计算变压器次级阻抗等效到初级的阻抗。

$$Z_{pri} = \frac{8R_L n^2}{\pi^2 \eta}$$

第四步, LLC 谐振电路的  $Q$  值 (品质因素) 和  $k$  (初级电感量和谐振电感的关系)。

次级二极管导通时, 谐振电路的  $Q$  值 (品质因数):

$$Q = \frac{Z_o}{Z_{pri}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$k = \frac{L_p}{L_r}$  ( $k$  选 4, 3 ~ 7 之间可以接受),  $k$  值选大点, 会增大频率范围, 较小的  $k$  值可以减小频率范围, 但是轻载效率较低。

第五步, 计算半桥 LLC 谐振参数  $L_r, C_r, L_p$ 。正常工作时, 据经验选择  $k=4, Q=1$ 。

$$Q = \frac{Z_o}{Z_{pri}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 1, \quad \text{即} \quad \frac{L_r}{C_r} = Z_{pri}^2 = \left( \frac{8R_L n^2}{\pi^2 \eta} \right)^2 \quad (1-142)$$

设谐振频率为  $100k$ , 则

$$\frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = 100k \quad (1-143)$$

由式 (1-142) 和式 (1-143) 联立, 即可算出  $L_r, C_r$  的值。

根据  $\frac{L_p}{L_r} = k=4$ , 即可求出  $L_p$  的值。

第六步, 计算变压器匝数, 初级匝数  $N_p$ , 次级匝数  $N_s$ 。

$$N_p = \frac{(V_{in}/2) \cdot \Delta t}{\Delta B \cdot A_e} = \frac{(V_{in}/2) \cdot D \cdot T}{\Delta B \cdot A_e}$$

对于半桥谐振 LLC 变换, 占空比  $D$  为 0.5, 则上式可以变成:

$$N_p = \frac{V_{in} \cdot T}{4 \cdot \Delta B \cdot A_e}$$

其中,  $\Delta B$  为半个周期内磁芯的磁感应强度变化量 ( $\Delta B$  的变化与励磁电流  $I_{L_m}$  的变化趋势一致, 在半周期内磁感应强度会从  $-B_{max}$  变化到  $+B_{max}$ , 因此  $\Delta B = 2B_{max}$ ),  $A_e$  为磁芯的截面积。

变压器次级匝数  $N_{s1} = N_{s2} = N_p / n$ 。

至此, 计算出了半桥 LLC 变换的  $L_r, C_r, L_p, N_p, N_s$  等所有变压器参数。

## 1.9 开关电源峰值、平均值和有效值电流计算

在开关电源中,有如图 1-64 所示几种可能的电流波形。其峰值  $I_p$ 、平均值  $I_{dc}$  和有效值  $I$  关系分别计算如下。

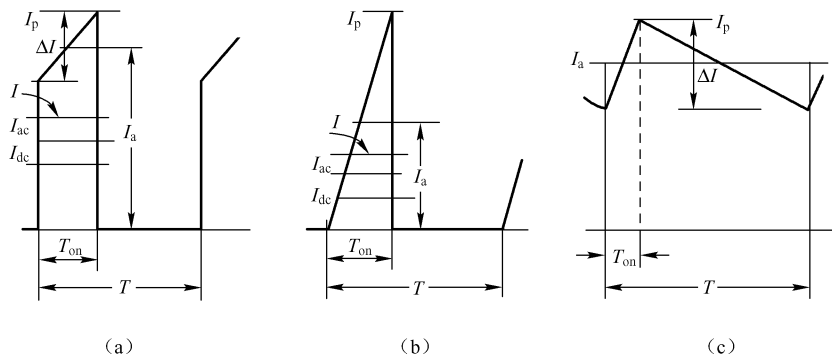


图 1-64 典型电流波形的峰值  $I_p$ 、平均值  $I_{dc}$ 、交流分量  $I_{ac}$  和总有效值  $I$

### 1) 梯形波

开关电源中变换如果工作在连续模式 (CCM), 电流波形是梯形波 (图 1-64 (a))。高电平时间定义为  $T_{on}$ , 周期为  $T$ , 峰值电流为  $I_p$ , 脉动分量为  $\Delta I$ , 占空比  $D = T_{on}/T$ , 梯形波中值  $I_a = I_p - \Delta I/2$ , 电流波形的表达式为:

$$i = I_a - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{T_{on}}t \quad (0 < t < T_{on})$$

$$i = 0 \quad (T_{on} < t < T)$$

电流平均值, 即直流分量  $I_{dc}$  为:

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} \left( I_a - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{T_{on}}t \right) dt = D I_a \quad (1-144)$$

电流总有效值 (根据有效值定义)  $I$  为:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} \left( I_a - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{T_{on}}t \right)^2 dt}$$

$$= \sqrt{D \left( I_a^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12} \right)} \quad (1-145)$$

令  $\Delta I/2 = k I_a$ , 一般满载时,  $k = 0.05 \sim 0.2$ , 代入上式, 近似得到

$$I = I_a \sqrt{D}$$

交流分量的有效值为:

$$I_{ac} = \sqrt{I^2 - I_{dc}^2} = \sqrt{D I_a^2 - D^2 I_a^2} = I_a \sqrt{D(1-D)} \quad (1-146)$$

如果图 1-64 (a) 中电流波形顶部向右倾斜, 电流计算和以上各式相似。这时一般处于关断时间, 只需将式中  $D$  换成  $1-D$ 。

### 2) 断续三角波

三角波电流波形如图 1-64 (b) 所示, 通常出现在电感电流断续状态。根据式 (1-144) ~

式(1-146)的定义可以得到三角波各个电流。

$$\text{电流平均值: } I_{dc} = \frac{DI_p}{2}$$

$$\text{电流总有效值: } I = \sqrt{\frac{DI_p^2}{4} + \frac{DI_p^2}{12}} = I_p \sqrt{\frac{D}{3}}$$

$$\text{交流分量有效值: } I_{ac} = \sqrt{\frac{DI_p^2}{3} - \frac{D^2 I_p^2}{4}} = I_p \sqrt{\frac{D}{3} - \frac{D^2}{4}}$$

### 3) 连续三角波

Buck, Boost 电感电流连续时波形如图 1-64 (c) 所示。它是直流分量和一个幅度为  $\Delta I/2$  的三角波叠加而成的, 与前述计算方法相同。

电流平均值:

$$I_{dc} = I_a$$

$$\text{电流总有效值: } I = \sqrt{I_a^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12}} \approx I_a$$

$$\text{交流分量有效值: } I_{ac} = \frac{\Delta I}{2\sqrt{3}}$$

其他波形按照上述方法也可求得平均值、总有效值、交流分量有效值。

## 本章总结

1. 所有开关电源电路根据电流是否连续, 都有三种工作模式: 连续模式 (CCM)、非连续模式 (DCM) 和临界模式 (BCM)。

2. Buck、Boost、Buck - Boost 变换工作于 CCM 模式时, 输出电压只与输入电压和占空比有关; 而对于 DCM 模式的 Buck、Boost、Buck - Boost 变换, 输出电压会与输入电压、电感、占空比、开关频率和输出负载都有关。

3. 流过电感的电流不能突变, 电容两端的电压不能突变。

4. 稳态工作一个周期内, 流过电感的电流上升量与流过电感电流的下降量相等, 即一个周期内流过电感电流的变化量为零。

5. 稳态工作一个周期内, 给电容的充电电量与电容对外的放电量相等, 即电容稳定工作一个周期内, 电容的充放电电荷平衡。

6. 稳态分析电路输入/输出关系, 抓住电感一个周期内伏秒积平衡; 推导输出纹波, 抓住输出电容的充放电电荷关系。

7. 理解反激电源反射电压是理解反激变换原理、反激变压器设计的关键。

8. 反激变换一般用在中小功率场合, 而且一般为非连续工作模式, 对于连续工作模式的反激变换, Boost 变换、Buck - Boost 变换均存在右半平面零点的问题。

9. RCC 自激变换工作在临界模式, 通过调节频率来稳定输出电压。对 RCC 变换器可以通过 RCC 的启动、RCC 的稳压和 RCC 的保护去理解。

10. 小信号模型的分析一般可以选择电感电压和电容电流作为未知量, 分别列出回路方程, 然后按照小纹波近似展开, 再根据一个周期内方程左右两边直流成分相等、交流成分相

等，即可得出稳态方程和交流小信号模型。

11. 如果等效电路中同时含有受控电压源和受控电流源，则可以利用电路叠加原理，分别令受控电压源短路和受控电流源开路求出传递函数，然后再将传递函数相加即得整个电路的传递函数。

12. 正激变换实际上可以看作是一个单端正激变换与 Buck 变换的结合。磁性元件设计时可以先设计续流电感，后设计正激变压器。

13. 正激变换实际上可以看作是一个双端半桥变换与 Buck 变换的结合。磁性元件设计时可以先设计续流电感，后设计半桥变压器。

14. 单端变换（反激，正激）一般用于中小功率，而双端变换（半桥，推挽，全桥）一般用于中大功率。

15. 半桥 LLC 谐振变换有两个谐振点，我们需要设计参数使得其开关管实现零电压开通 ZVS，次级整流二极管实现零电流关断 ZCS。

16. 半桥 LLC 谐振变换通过调节开关频率来调节谐振腔的增益，实现稳定输出。

17. 对于梯形波，电流的平均值  $I = I_a \sqrt{D}$ ，断续三角波电流的平均值  $I_{dc} = \frac{DI_p}{2}$ ，连续三角波电流的平均值  $I_{dc} = I_a$ 。



## 第 2 章 开关电源的控制模式

### 2.1 开关电源的 PWM 控制

PWM 开关稳压或稳流电源的基本工作原理就是在输入电压变化、内部参数变化、外接负载变化的情况下，控制电路通过被控制信号与基准信号的差值进行闭环反馈，调节主电路开关器件的导通脉冲宽度，使得开关电源的输出电压或电流等被控制信号稳定。电源控制系统是典型的误差反馈控制系统。

PWM 的开关控制取样信号可以是输出电压、输出电流、输出电感电压、输入电压、开关器件电流、输入电感电流等。由这些采样信号可以构成单环、双环和多环反馈控制系统，实现稳压、稳流或恒功率的目的。同时还可以实现一些过流保护、过压保护、抗偏磁、均流等功能。

PWM 模式常有如下几种脉宽调制的方式：

- (1) 固定频率，调制脉宽；
- (2) 固定开通时间  $T_{on}$ ，调制频率；
- (3) 固定关断时间  $T_{off}$ ，调制频率。

不同的调制方式，功率电路的工作及其小信号特征都不一样，因此也会使用不同的闭环反馈策略。本书将以如图 2-1 所示的开关电源 Buck 线路及常见的定频率调制脉宽为例，讲解开关电源常见的几种控制模式。

定频模式的优点如下：

- (1) 方便和其他系统同步；
- (2) 可以避免工作在一些不稳定的频率点或者其他一些不可预见的影响；
- (3) 固定频率控制可以简化关系，更容易理解和优化。

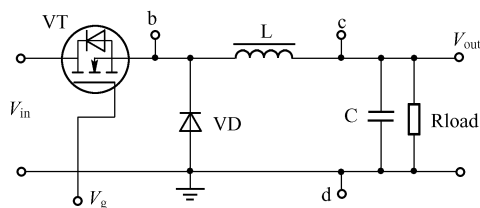


图 2-1 开关电源 Buck 线路

图 2-1 中， $V_g$  表示控制电路的 PWM 驱动信号，根据选用的不同 PWM 反馈控制模式，电路中的输入电压  $V_{in}$ 、输出电压  $V_{out}$ 、开关器件电流（由 b 点引出）、电感电流（由 c 点引

出或 d 点引出) 均可作为取样控制信号。

## 2.2 电压模式控制原理及优缺点分析

电压模式控制 (VMC), 是最早的开关电源控制方法, 它是 20 世纪 60 年代后期开关稳压电源刚刚开始发展时采用的第一种控制方法。用于产生 PWM 的定幅锯齿波通常由芯片的时钟信号产生。

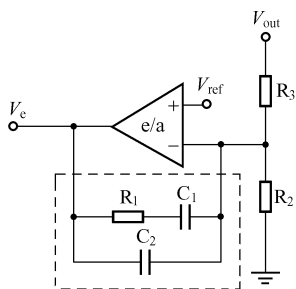


图 2-2 为输出电压采样电路的原理图。其中  $V_{out}$  为输出电压,  $R_2$ 、 $R_3$  为反馈分压电阻,  $V_{ref}$  为误差放大器参考电压 (注意误差放大器负反馈正、负端的接法,  $V_{ref}$  接正, 反馈电压接负), 组成的负反馈电路经过处理得到电压误差信号  $V_e$ 。 $R_1$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  构成频率补偿电路。在开关电源中图 2-2 的基准电压和误差放大器一般由 TL431 提供。误差放大器的主要作用和特点如下。

图 2-2 输出电压采样电路的原理图 (1) 将输出电压与给定电压  $V_{ref}$  的差值进行放大和反馈, 保证稳态时的稳压精度。

(2) 该运放的直流放大增益理论上为无穷大, 实际上为运放的开环放大增益。

(3) 将附带有较宽频带开关噪声成分的开关电源主电路输出直流电压信号转变为具有一定幅值的比较“干净”的直流反馈控制信号 ( $V_e$ ), 即保留低频成分, 衰减交流高频成分。开关噪声的频率较高, 幅值较大, 高频噪声如果衰减不够的话, 稳态反馈不稳; 当然, 如果高频开关噪声衰减过大的话, 动态响应较慢。因此, 电压误差放大器的基本设计原则是“低频增益要高, 高频增益要低”。

(4) 对整个闭环系统进行增益、相位校正, 使得闭环系统稳定工作。

电压模式控制 PWM 与一些必要的过流保护电路相结合, 至今仍然在工业界很好地被广泛应用。电压模式控制原理框图 (如图 2-3 所示), 只有一个电压反馈闭环, 采用脉冲宽度调制方法, 即将电压误差放大器采样放大缓慢变化的直流误差电压信号与恒定功率的三角波上斜坡相比较, 通过脉冲宽度调制原理, 得到当时的脉冲宽度。电压控制模式的控制原理简单来讲就是电压反馈信号通过误差放大器得到电压误差信号, 然后再用这个电压误差信号与芯片内部的锯齿波上斜坡进行比较得到 PWM 驱动波形。

如图 2-3 所示, 电压控制模式的开关周期为芯片的时钟周期, 每来一个时钟信号, 开关信号即开启, 或者说 PWM 信号会产生从低到高的变化, 而一个周期内开关信号的关断, 即 PWM 信号由高到低电平的转换时刻则是由反馈产生的电压误差信号  $V_e$  和锯齿波  $V_s$  的比较决定的, 由图 2-3 可看出当  $V_s$  高于  $V_e$  时触发器翻转, PWM 信号由高变低。由时钟信号和 PWM 的关断信号决定了 PWM 的导通时间  $T_{on}$ , 峰值电压的反馈调节, 也就是由于不同的输出电压产生的误差电压信号发生变化, 从而导致 PWM 的关断时刻发生变化, 使得 PWM 的占空比发生变化。

图中用于产生 PWM 的定幅锯齿波通常由芯片的时钟信号产生。假设某一时刻输出电压偏高, 则通过负反馈误差放大器输出的  $V_e$  会变低, 由图 2-3 可知,  $V_e$  与锯齿波比较得到的 PWM 导通时间  $T_{on}$  减小, 从而占空比减小, 输出电压降低, 达到稳定输出电压, 反之亦反。

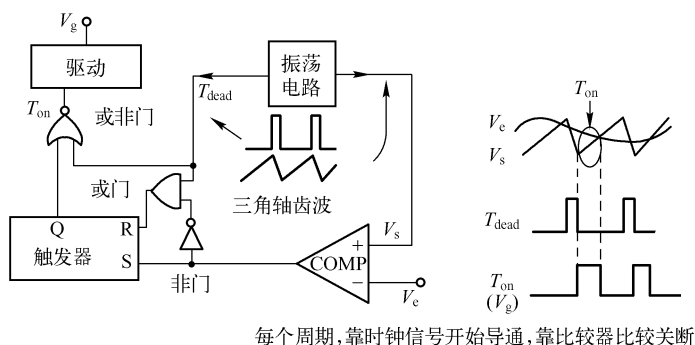


图 2-3 电压模式控制原理框图

电压控制模式的优点如下：

- (1) PWM 三角波幅值较大，脉冲宽度调节时具有较好的抗噪声裕量；
- (2) 对于多路输出电源，它们之间的交互调节效应比较好；
- (3) 单一反馈电压闭环设计、调试比较容易。

电压控制模式的缺点如下：

(1) 当输入电压突然变化或负载阻抗突然变化时，因为主电路有较大的输出电容  $C$  及电感  $L$  相移延时作用，输出电压的变化也延时滞后，同时输出电压变化的信息还要经过电压误差放大器的补偿电路延时滞后，才能传至 PWM 比较器调节脉宽。也就是说环路控制的变化必须经过  $L$ 、 $C$  二阶极点系统获得设计输出，动态响应不是很好。在补偿设计误差放大器时，需要将主极点低频衰减，或者增加一个零点进行补偿。

(2) 电压控制模式环路控制中由于不涉及输入电压的变化，也就是说输入电压并没有直接参与反馈环路的闭环控制，因此，线性调整率不好，输入电压突变时的响应较慢，同时音频敏感度不好；什么是线性调整率？线性调整率反映输入电压的变化导致输出电压的相对变化量。

(3) 由于电压模式控制不采样电流，逐个脉冲的限流保护功能必须另外增加电路来实现。

改善电压模式控制瞬态响应速度的方法如下：

(1) 增加电压误差放大器的带宽，保证具有一定的高频增益。不过这样容易受高频开关噪声的影响，需要在主电路及反馈控制电路上采取措施进行抑制或同相位衰减平滑处理；带宽增加有利于提高电源的动态响应，但是对于高频噪声的抑制会有影响。

(2) 采用电压前馈模式控制的 PWM 技术，改善线性调整率。

图 2-4 为电压前馈控制模式的原理图，图中  $R_c$ 、 $C_c$  构成芯片时钟振荡电路，三极管  $VT_1$  起着隔离时钟电路和前馈电路的作用，以免芯片时钟信号受到前馈电路的影响。输入电压  $V_{in}$  通过对电阻、电容 ( $R_{ef}$ 、 $C_{ef}$ ) 充电，产生具有可变化上斜坡的三角波取代传统电压控制模式中振荡器产生的固定三角波。这样输入电压的变化能够立刻在脉冲宽度的变化上反映出来，因此前馈补偿电路能够对输入电压的变化引起的瞬态响应速度有明显的提高。对输入电压的前馈控制是开环控制，目的是增加对输入电压变化的动态响应速度，而对输出电压的控制是闭环控制，因此它是一个由开环和闭环构成的双环控制系统。不过，它和后面将要讲

到的电流控制模式的双环系统是不一样的。

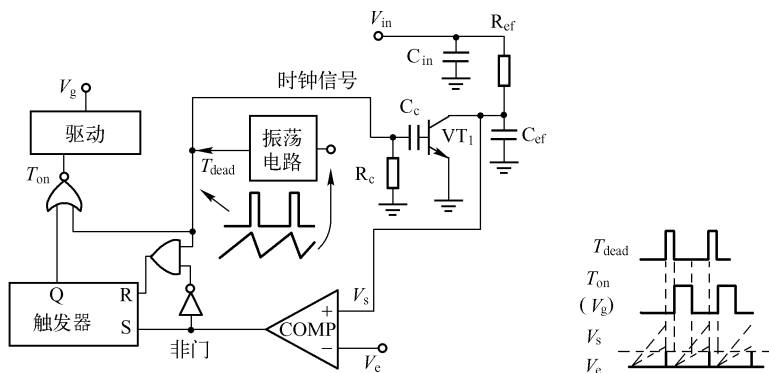


图 2-4 电压前馈控制模式的原理图

常用的电压控制芯片如 TL494。

## 2.3 峰值电流模式控制原理及优缺点分析

峰值电流模式控制有时也简称电流模式控制。它的概念在 20 世纪 60 年代后期来源于具有初级电流保护功能的单端自激式反激开关电源。在 70 年代后期才从学术上做深入的建模研究。直至 80 年代初期，第一批峰值电流模式控制 PWM 集成电路（UC3842、UC3846）的出现使得电流模式控制迅速推广应用，主要用于单端及推挽电路。峰值电流模式控制的基本原理如图 2-5 所示。误差电压信号  $V_e$  送至 PWM 比较器后，并不像电压模式控制那样与振荡电路产生的固定三角波电压斜坡比较，而是与一个变化的其峰值代表电感电流峰值的三角波形（DCM 或 BCM）或梯形尖角（CCM）合成波形信号进行比较，然后得到 PWM 脉冲关断时刻。

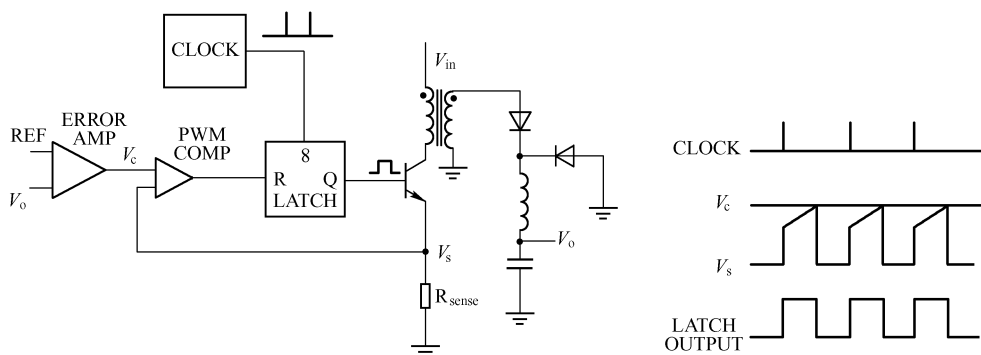


图 2-5 峰值电流模式控制的基本原理

因此（峰值）电流模式控制不是用电压误差信号直接与锯齿波信号比较控制 PWM 脉冲宽度，而是直接控制峰值电感电流大小，然后间接地控制 PWM 脉冲宽度。当开关管导通时，电流上升，通过一个电流检测电阻取样，形成一个内部的电流环，外部电压环用来调制电感电流，而内部电流环直接控制占空比。对于正激变换来讲，电感电流在次级，但由于开

关管导通时,初级电流和次级电流通过变压器耦合,因此同样可以检测初级开关管电流实现峰值电流控制。

同样,峰值电流控制模式的开通时刻仍然由时钟信号开启,即每一个时钟周期到来,PWM信号就会从低到高变化,即每个周期PWM的开通时刻,而峰值电流控制模式的关断时刻是由检测的电流信号峰值与电压误差信号 $V_e$ 进行比较,当检测到的峰值电流信号与电压误差信号相等时,关断PWM信号,由此决定了PWM的导通时间 $T_{on}$ 。假如因某种原因,电感电流的峰值突然变大,则开关导通时间会缩短,占空比会减小,从而使得开关峰值电流减小。反之亦反。

峰值电流控制模式相对于电压控制模式有很多优点,电压控制模式的很多缺点和不足在峰值电流控制模式中得到了改善和消除,有如下几点。

(1) 电流控制模式由于直接采样电感电流,输入电压的变化会直接在电感电流上反映出来,因此,这种控制模式天然具有前馈补偿的功能,能够对输入电压变化和输出负载变化快速响应。

(2) 峰值电流模式控制PWM是双闭环控制系统,电压外环控制电流内环。电流内环是瞬时快速按照逐个脉冲工作的。功率级是由电流内环控制的电流源,而电压外环控制此功率级电流源。在该双环控制中,电流内环只负责输出电感的动态变化,因而电压外环仅需控制输出电容电压,不必控制LC储能电路。由于这些原因,峰值电流模式控制PWM具有比电压模式控制大得多的带宽。带宽越宽,相对来讲稳定性越好。

(3) 虽然电源的L-C滤波电路为二阶电路,但增加了电流内环控制后,电感L的极点位于内部的电流环,输出电容的ESR及其变化仍然在外部的电压环,而不是像电压控制模式,L、C的双极点都在外部的电压环中。

(4) 峰值电流模式控制,只有当误差电压发生变化时,才会导致电感电流发生变化,即误差电压决定电感电流上升的程度,进而决定功率开关的占空比,因此,内环可看作是一个电流源,电感电流与负载电流之间有了一定的约束关系,使电感电流不再是独立变量,整个反馈电路变成了一阶电路,由于反馈信号电路与电压模式相比,减少了一阶,因此误差放大器的控制环补偿网络得以简化,稳定度得以提高并且改善了频响,具有更大的增益带宽乘积。在小信号分析时,这种电路可以忽略电感的存在。因此,在整流器的输出端,增益和相位是由并联的输出电容和负载电阻确定的。这样,电路最多只有 $90^\circ$ 相移和 $-20\text{dB}/十倍频$ 而非 $-40\text{dB}/十倍频$ 的增益衰减。

(5) 电流环是外部电压环的一部分,峰值电流闭环特性非常类似于一个跨导型放大器。电流环的闭环增益一直呈现平特性直到交越频率(此频率最好介于 $1/3 \sim 1/6$ 的开关频率之间)。在交越频率处,增益曲线以 $-1$ 的斜率下降,在外部电压环中增加了第二个极点,不过这个极点的频率远高于电容的极点。为了避开电流环的这个极点,外部电压环的带宽要小于内部电流环的极点频率,因此,内部电流环的带宽会高于外部电压环的带宽。

(6) 由于峰值电流控制模式实现cycle by cycle的控制峰值电流,因此具有简单自动磁通平衡功能。

(7) 峰值电流模式控制具有瞬时峰值电流限流功能,即峰值电流模式具有内在固有的逐个脉冲限流功能,即过功率保护。

峰值电流控制模式尽管相对于电压控制模式来讲有了很多的改善,但是也有它自身的一

些不足：占空比  $> 50\%$  后环路不稳定，需要加斜率补偿电路改善。图 2-6 分别是占空比大于  $50\%$  和小于  $50\%$  的尖峰电流控制的电感电流波形图。其中  $V_e$  是电压误差放大器输出的电流设定值， $\Delta I_0$  是扰动电流， $m_1$ 、 $m_2$  分别是电感电流的上升沿及下降沿斜率。由图可知，当占空比小于  $50\%$  时扰动电流引起的电流误差  $\Delta I_1$  变小了，而占空比大于  $50\%$  时扰动电流引起的电流误差  $\Delta I_1$  变大了。所以峰值电流模式控制在占空比大于  $50\%$  时，经过一个周期会将扰动信号扩大，从而造成工作不稳定。解决的办法之一就是给 PWM 比较器加斜率补偿电路。

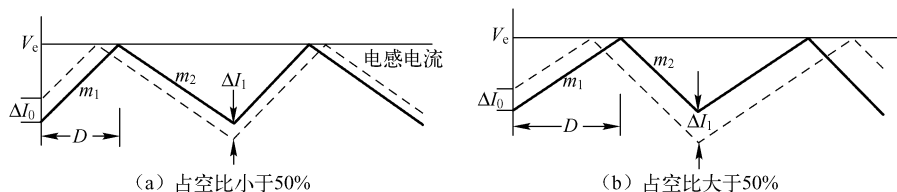


图 2-6 峰值电流模式电感电流与占空比波形图

如图 2-7 所示，加了斜率补偿电路后，即使占空比大于  $50\%$ ，电路性能也能得到改善。斜率补偿前有：

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left( \frac{m_2}{m_1} \right) \quad (2-1)$$

补偿后有：

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left( \frac{m + m_2}{m + m_1} \right) \quad (2-2)$$

对于占空比为  $100\%$  的情况（此时  $m_1 = 0$ ），稳定时必须满足  $-\left( \frac{m + m_2}{m + m_1} \right) < 1$ ，即补偿斜率必须满足  $m > -0.5m_2$ 。通常选取补偿斜率为电感电流下降沿的斜率  $m_2$ ，这样扰动信号在一个周期内就完成了矫正，如图 2-8 所示。

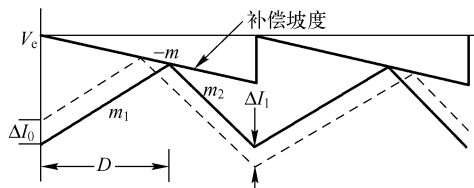


图 2-7 占空比大于  $50\%$  并带斜率补偿

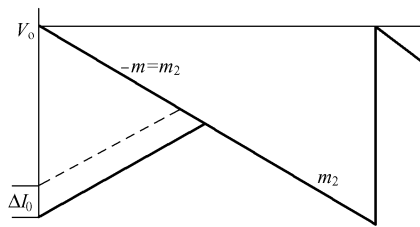


图 2-8  $-m = m_2$  时，电感电流波形

### 2.3.1 斜率补偿的电路实现

对于电流模式控制的 PWM IC，外接误差放大器产生的电压误差信号与初级电流信号进行比较产生 PWM 波形，斜率补偿可以用电压误差信号减去补偿斜坡，或者是在原边电流波形上加上补偿斜坡来实现斜率补偿的目的，即缩小占空比的宽度。相对来讲，实际电路中，在电感电流的波形上加上斜坡实现起来更为方便。将振荡定时电容  $C_T$  的波形通过一定的阻

抗系数与原边电流相加。

斜率补偿的参数计算如下。

控制:  $T_{on}$  (最大) 振荡器导通时间

$\Delta V_{osc}$  锯齿波的峰峰值电压

$I$  电流检测阈值 (最大)

输出:  $V_{sec}$  次级最小电压

$L$  输出电感

$I_{AC}$  次级纹波电流

其他:  $R_{sec}$  电流检测电阻

$M$  斜率补偿量

$N$  变压器匝比 ( $N_p/N_s$ )

图 2-9 为一般的斜率补偿电路, 图中  $R_1$ ,  $R_2$  组成一个限流输入的分压器, 将斜坡补偿加在原边电流波形上。  $C_1$  是交流耦合电容, 允许振荡器的交流成分通过而不用附加其直流成分。电容  $C_2$  与  $R_1$  组成 R-C 滤波器以抑制电流波形的前沿尖峰,  $R_2$  与  $R_1$  的比例将决定加到电流波形上的斜坡补偿量。为了确定  $R_2$  与  $R_1$  的值, 可以去掉定时电容  $C_T$ , 耦合电容  $C_1$ , 滤波电容  $C_2$ , 得到简化模型如图 2-10

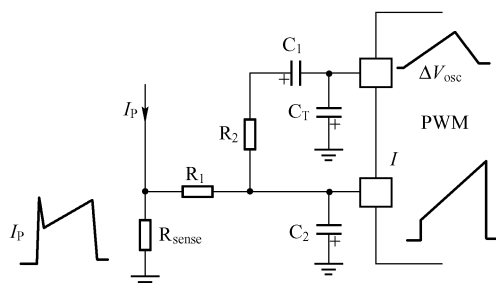


图 2-9 一般的斜率补偿电路

所示, 振荡器电压波形  $\Delta V_{osc}$  是锯齿波的峰峰值电压。

这些计算可以应用于所有使用相似斜坡补偿的电流控制模式电路中。

第一步: 计算电感下降斜率

$$S(L) = \frac{di}{dt} = \frac{V_{sec}}{L_{sec}} \quad (2-3)$$

第二步: 计算次级反射到初级的下降斜率

$$S(L)' = S(L)/N \quad (2-4)$$

第三步: 计算等效下降斜坡

$$V_s(L)' = S(L)' \cdot R_{sense} \quad (2-5)$$

第四步: 计算振荡器充电斜率

$$V_s(osc) = d(V_{osc})/T_{on} \quad (2-6)$$

第五步: 产生斜坡电压等式如下

利用叠加原理, 电路可以简化为如下的原理图。

$$V_{(RAMP)} = \frac{V_s(L)' \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_s(osc) \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad (2-7)$$

简化为:

$$V_{(RAMP)} = V_s(L)'' + V_s(Comp) \quad (2-8)$$

其中,  $V_s(Comp) = \frac{V_s(osc) \cdot R_1}{R_1 + R_2}$ , 为振荡器斜率的等效数值

$$V_s(L)'' = \frac{V_s(L)' \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \text{ 为等效的电感下降斜率} \quad (2-10)$$

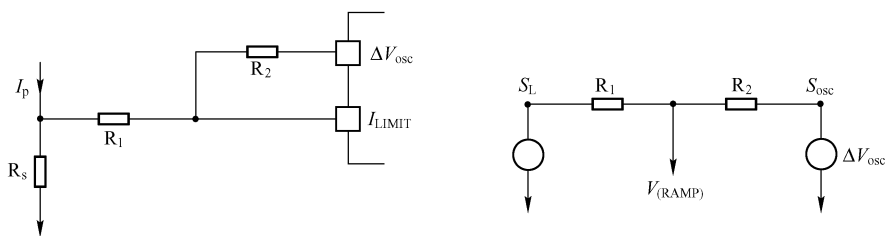


图 2-10 根据叠加原理简化电路

第六步：假设电感斜率下降的引入量为  $M$ ，计算斜率补偿

$$V_s(\text{Comp}) = MV_s(L)'' \quad (2-11)$$

因此，

$$\frac{V_s(\text{osc}) \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{M \cdot V_s(L)' \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-12)$$

求出  $R_2$ ，有：

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{V_s(\text{osc})}{V_s(L)' \cdot M} \quad (2-13)$$

对于图 2-10 中， $R_2$  的值应该足够高以免  $R_2$  对芯片振荡频率造成影响，导致由于斜坡补偿引起电源的开关频率漂移。为了更进一步减小斜坡补偿对开关频率的影响，也可以采用如图 2-11 所示的电路，利用三极管加以隔离。

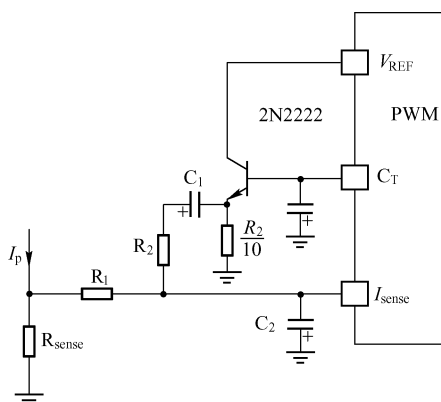


图 2-11 使用射极跟随的斜坡补偿电路

### 2.3.2 斜率补偿设计实例

拓扑：半桥变换

输入电压：85 ~ 132V AC

输出：5V DC/45A DC

频率：200kHz，周期  $T = 5.0\mu\text{s}$

死区时间：500ns，最大导通时间  $4.5\mu\text{s}$

匝比：15/1 ( $N_p/N_s$ )

原边电压：90V DC (min)，186V (max)

最小  $V_{\text{sec}}$ ：6V DC

$R_{\text{sense}}$ ：0.25Ω

$I_{\text{sec}}$  AC (交流)：3.0A (<10%  $I_{\text{DC}}$ )

$L$  (输出)：5.16μH

(1) 计算次级的电感电流下降斜率：

$$S(L) = di/dt = V_{\text{sec}}/L_{\text{sec}} = 6\text{V}/5.16\mu\text{H} = 1.16\text{A}/\mu\text{s}$$

(2) 计算电感对初级变换斜率：

$$S(L)' = S(L) \cdot \frac{N_s}{N_p} = 1.16 \cdot 1/15 = 0.0775\text{A}/\mu\text{s}$$



(3) 计算振荡锯齿波在检测电阻上的变换斜率电压:

$$V_s(\text{osc}) = \frac{d(V_{\text{osc}})}{T_{\text{on}}(\text{max})} = 1.8/4.5 = 0.400\text{V}/\mu\text{s}$$

(4) 计算在定时电容上振荡器斜率:

$$V_s(L)' = S(L)' \cdot R_{\text{sense}} = 7.75 \cdot 10^{-2} \cdot 0.250 = 1.94 \cdot 10^{-2}\text{V}/\mu\text{s}$$

(5) 设置斜率补偿量  $M=0.75$  和  $R_1=1\text{k}\Omega$ , 则

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{V_s(\text{osc})}{V_s(L)' \cdot M} = \frac{1\text{k}\Omega \cdot 0.400}{0.0194 \cdot 0.75} = 27.4\text{k}\Omega$$

斜率补偿的程度由电阻  $R_2$ 、 $R_1$  确定。通过上面各式,  $R_2$ 、 $R_1$  的值确定了, 斜率补偿的量也就确定了。

峰值电流模式控制特点总结如下。

(1) 当外加补偿斜坡信号的斜率增加到一定程度时, 峰值电流模式控制就会转化为电压模式控制。因为若将斜坡补偿信号完全用振荡电路的三角波代替, 就成为电压模式控制, 只不过此时的电流信号可以认为是一种电流前馈信号。当输出电流减小, 峰值电流模式控制就从原理上趋向于变为电压模式控制。当处于空载状态, 输出电流为零并且斜坡补偿信号幅值比较大的话, 峰值电流模式控制就实际上变为电压模式控制了。

(2) 峰值电流与平均值电流之间的误差。峰值电流模式是一种固定时钟开启、峰值电流关断的控制方法。因为峰值电感电流容易传感, 而且在逻辑上与平均电感电流大小变化相一致。真实的电流模式变换, 根据定义, 平均电感电流应该跟随误差电压变化, 但是峰值电感电流的大小不能与平均电感电流大小一一对应, 因为在占空比不同的情况下, 相同的峰值电感电流的大小可以对应不同的平均电感电流大小。峰值电流与平均电流波形图如图 2-12 所示, 峰值电流控制模式相同, 峰值电流随着占空比  $D_1$ 、 $D_2$  的不同, 电感电流的平均值  $I_1$ 、 $I_2$  也不同。而平均电感电流大小才是唯一决定输出电压大小的因素。电流模式控制的实质是使平均电感电流跟随误差电压  $V_e$  设定的值, 即可用一个恒流源来代替电感, 使整个系统由二阶降为一阶。

为了让峰值模式控制的输出电流不随占空比的变化而变化, 保持恒定, 同样需要引入前文所述的斜率补偿 (斜坡补偿): 精确地控制误差电压的下降量, 使得开通脉冲早一些关断, 加斜坡补偿后恒定的平均值电流如图 2-13 所示。从图中可以看到这种让占空比变小的方法可以使得输出电流不会随着  $T_{\text{on}}$  和  $V_{\text{in}}$  的变化而变化, 使用这种简单的补偿方法, 图 2-13 中相同的峰值电流虽然有不同的占空比  $D_1$ 、 $D_2$ , 但它们的电流平均值相同。这样, 我们就能够转换峰值电流检测为平均值电流检测, 再次完善了峰值电流模式控制。

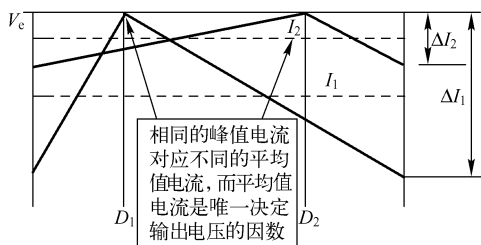


图 2-12 峰值电流与平均电流波形图

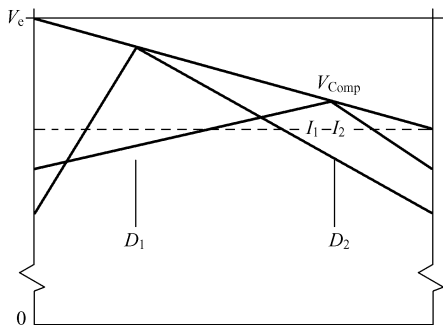


图 2-13 加斜坡补偿后恒定的平均值电流

(3) 次谐波不稳定。如图 2-5 所示, 如果开关电源产生 PWM 的比较器的两个输入信号  $V_c$  和  $V_s$  在一个周期内不发生交越, 就很容易导致次谐波不稳定。这种不稳定表现为在开关频率一半的地方容易振荡。图 2-14 显示了峰值电流模式控制的次谐波振荡过程。实线波形为正常工作时的电流波形  $I_L$ , 由芯片的时钟信号开通, 当电流上升到控制电压  $V_c$  时关断。用扰动分析, 假设电感电流存在一个小的偏差量  $\Delta$ , 偏差波形的斜率和以前一样 (因为电感两端的电压并没有变, 只是初始电流发生了变化), 图 2-14 显示了这种不稳定的情况, 连续多个周期一直导通。对于一个稳定的系统, 每一个开关周期的次谐波将会变得越来越小。

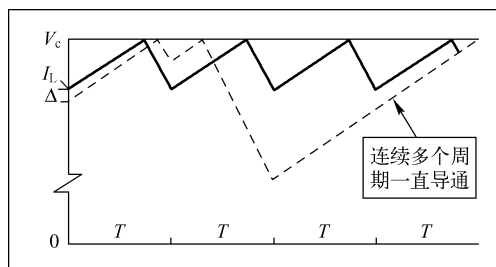


图 2-14 峰值电流模式控制的次谐波振荡过程

有时次谐波是由于 PWM 比较器输入的噪声引起的。当时钟信号打开开关管后, 就会存在很多的噪声, 一个瞬间的噪声尖峰很容易引起开关管的关断, 这造成一个或多个周期丢失。对于一个不稳定的次谐波系统同样可以通过前面所讲到的斜率补偿 (斜坡补偿技术) 加以消除, 如图 2-15 所示, 斜率补偿的方法和前面的斜率补偿计算方法相同。

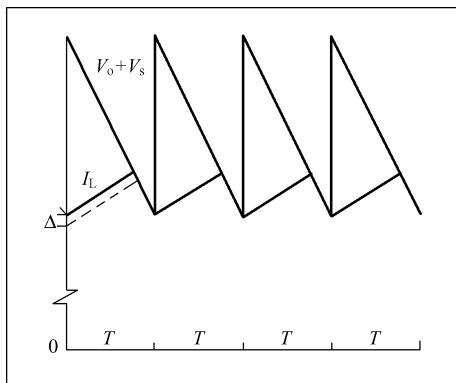


图 2-15 斜率补偿峰值电流模式控制次谐波不稳定系统

比较器锁存, 当比较器输入发生相交时, 开关管关断, 以后比较器必须把这种状态锁存, 直到下一个芯片时钟周期到来让开关管重新导通。否则, 如图 2-14 所示, 在开关管关断期间, 如果由于比较器输入波形的偏离导致开关管的重新导通, 这样就会容易进入次谐波不稳定。如果不锁存, 一个噪声尖峰也可能让比较器复位从而使开关管过早开通。比较器锁存能避免以上情况引起的次谐波不稳定状态的发生。

电流内环的增益峰值是一个和电流模式控制器相关的重要问题之一。这个峰值产生在开关频率一半处, 并会因为调整器的过度相移, 而导致电压反馈环在频率为开关频率

一半处振荡。这种次谐波振荡非常容易使功率传输过程中，连续两个驱动脉冲的占空比不对称。图2-16显示了一个峰值电流模式控制器处于这种次谐波振荡的现象（显示了两个周期）。

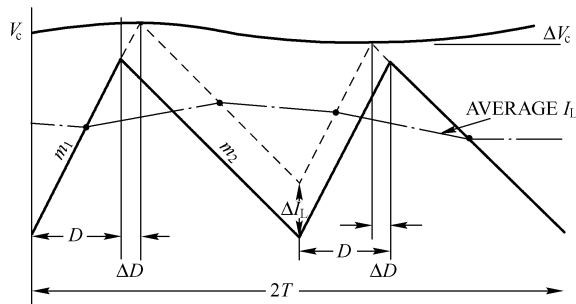


图2-16 峰值电流模式控制导致相邻两个周期占空比不对称

图2-16中可以看到峰值电流模式控制相邻两个周期的占空比明显不对称，前一个周期占空比增大，后一个周期占空比减小，但两个周期之后平均电流相等。也就是占空比在变化中，波形不稳定。

Middlebrook 指出 Buck 衍生拓扑变换的最优斜率补偿，其交越频率为：

$$f = \frac{f_s}{\pi(1+D)} \quad (2-14)$$

因此，交越频率根据占空比  $D$  的不同而在  $1/3 \sim 1/6$  开关频率之间变化。尽管图2-15显示了一个加在控制信号输入端斜率为负的斜坡（因为容易形象表示出来），实际应用中，通常在电感电流波形上面加入一个正斜坡（相当于  $V_c$  负斜坡），因为通过芯片内部的时钟发生器很方便产生一个正斜坡。

从前面的分析，参见图2-14，只有工作在连续模式的电流控制模式才有可能发生次谐波振荡，而对于非连续或者临界连续模式工作的电流控制模式不存在次谐波振荡的问题。因为对于非连续模式在一个开关周期内，它会自动地关断，而不会出现连续几个周期一直导通的问题。

(4) 对噪声敏感，抗噪声性能差。因为峰值电流模式使用电感电流峰值与误差电压决定的电流电平相比较，电流信号上的较小噪声很容易使得开关器件改变关断时刻，使系统进入次谐波振荡。

(5) 对于 Buck 线路，补偿斜率是  $V_o/L$ （因为输出电流的下降斜率就是  $V_o/L$ ），由于输出电压恒定，所以补偿值便于计算并恒定；对于 Boost 线路，补偿斜率是  $(V_{in} - V_o)/L$ （电感电流的下降斜率），由于输入电压随电网变化，所以补偿值不恒定，这样对于固定补偿网络很多时候会发生过补偿或补偿不足，降低了电路的性能并导致波形畸变，因此 Boost 电路通常不采用峰值电流控制而采用平均电流控制的模式，来避免斜率补偿。同时，半桥型电路中也很少使用峰值电流模式控制，这是因为在半桥式电路中，通过上下桥臂两只电容的放电维持变压器初级绕组的伏秒积平衡；当电流型控制通过改变占空比而纠正伏秒积不平衡时，会导致这两只电容放电不平衡，使电容分压偏离中心点，然而电流型控制在此情况下试图进一步改变占空比，使电容分压更加偏离中心点，形成恶性循环。（峰值电流模式控制适用于单

端控制模式，不适用于桥式电路。)

(6) 振铃电感电流。根据图 2-7 有每个周期电感电流误差关系如下：

$$\Delta I_n = -\Delta I_{n-1} \frac{(m + m_2)}{(m + m_1)} \quad (2-15)$$

由上式可以绘出每个周期等效电感电流的瞬时值、电感电流误差和周期  $T$  的关系曲线，如图 2-17 所示。

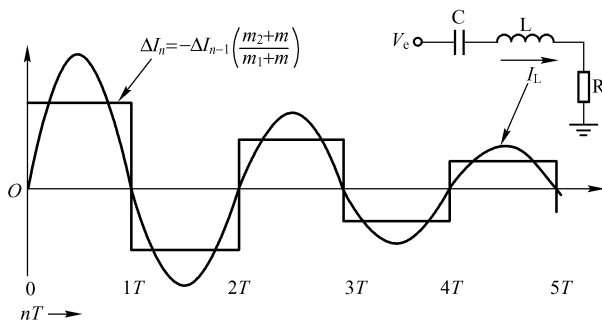


图 2-17 等效电感电流的瞬时值、电感电流误差和周期  $T$  的关系曲线

从图 2-17 可以看出，电感电流误差的基波分量，是一个按二分之一开关频率衰减的正弦波，类似于一个 RLC 响应电路。这种电流会带来两个不利之处。

(1) 电感电流对电源或负载的瞬态变化产生振铃效应；

(2) 在开关频率附近控制环路增益达到最高，从而产生不稳定趋向。对于这个问题同样可以利用斜率补偿加以控制。例如，当斜率补偿度为电感电流下降沿的斜率时（即  $m = -m_2$ ），根据式 (2-15) 振铃电流在一个周期内就完全得到了抑制。

## 2.4 平均电流模式控制原理及优缺点分析

平均电流模式控制概念产生于 20 世纪 70 年代后期。平均电流模式控制 PWM 集成电路出现在 90 年代初期。图 2-18 所示为平均电流模式控制 PWM 的原理图。

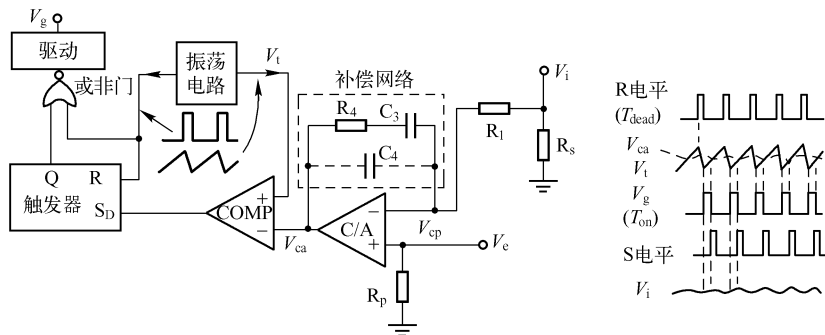


图 2-18 平均电流模式控制 PWM 的原理图

如图 2-18 所示，平均电流模式控制将电压误差信号  $V_e$  接至电流误差信号放大器（C/A）

的同相端，作为输出电感电流的控制编程电压信号  $V_{cp}$  (U current-program)。带有锯齿纹波分量的输出电感电流信号  $V_i$  接至电流误差信号放大器 (C/A) 的反相端，代表跟踪电流编程信号  $V_{cp}$  的实际电感平均电流。 $V_i$  与  $V_{cp}$  的差值经过电流误差放大器 (C/A) 放大后，得到平均电流跟踪误差信号  $V_{ca}$ ，再由  $V_{ca}$  及三角锯齿波信号  $V_t$  或  $V_s$  通过比较器比较得到 PWM 关断时刻，开通时刻仍然为时钟信号。 $V_{ca}$  的波形与电流波形  $V_i$  反相，所以，是由  $V_{ca}$  的下斜坡（对应于开关导通时期）与三角波  $V_t$  或  $V_s$  的上斜坡比较产生关断时刻。为了避免次谐波振荡， $V_{ca}$  的上斜坡不能超过三角锯齿波信号  $V_t$  或  $V_s$  的上斜坡（如果超过就有可能出现次谐波振荡的情况，当然也是只有连续模式才可能出现次谐波振荡）。注意到放大器 (C/A) 对误差信号的反相作用，因此  $V_{ca}$  的锯齿波形与实际的电感电流波形是倒置关系。即锯齿波  $V_{ca}$  的上升部分表示的是开关关断，电感电流的实际下降阶段； $V_{ca}$  的下降部分表示的是开关的开通，电感电流的实际上升阶段。

平均电流模式控制相对于峰值电流模式控制来讲，它有峰值电流模式的所有优点：相同的截止频率；对于电流负载变化，相同的瞬态响应。在低于截止频率时，峰值电流模式控制的环路增益为平特性，其值为 5~10，而对于平均电流模式控制来讲，它的增益是一直上升的，如果设计需要的话最终可以超过 1000。这种低频时的高环路增益可以去掉峰值对平均值的误差，而且能够保证轻载时电感电流进入不连续状态时的好的环路稳定性能。

斜率匹配（就是电流误差信号  $V_{ca}$  的上升斜率要与振荡锯齿波  $V_s$  的上升斜率相等），对于使用电压控制模式、峰值电流控制模式的基本电源 PWM 系统，用以与锯齿波信号比较产生 PWM 波的误差信号通常假定为一电平。实际上只有当环路的交越频率相当低的时候（至少比最佳值低 10 倍）才与实际情况相符。如图 2-19 所示，当比较器输入的两个信号的斜率在下一个时钟周期的间歇一样时，误差放大器的增益最佳。这种情况下，开关管关断，电感电流下降。注意到，当斜率相同时，峰值也一定相同。这样，扰动在一个开关周期内就被消除掉，就像峰值电流的斜率补偿一样。

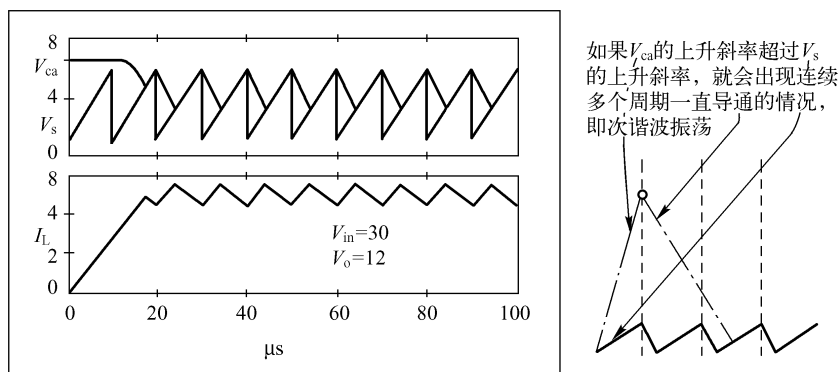


图 2-19 平均电流模式控制最佳误差放大器增益波形

如果放大器增益增加到超过了上述最佳条件，将会带来如下两方面的不利结果。

(1) 三角波  $V_{ca}$  会增加，导致  $V_{ca}$  的正峰值超过了锯齿波  $V_s$  的正峰值。根据芯片设计，误差放大器的输出会受到钳位以使  $V_{ca}$  的峰值不会超过  $V_s$  的峰值很多。（误差放大器的输出

应该被钳位，否则，当误差放大器发生超出工作范围的大信号时，误差放大器的输出就会尽量地上升，这样就会需要很长的时间让其恢复)。出现上述情况时，如果波形钳位，那么增益就会瞬间下降。因此斜率匹配要求  $V_{ca}$  波形不要超过锯齿波  $V_s$  的波形。

(2) 即使没有发生钳位，误差放大器输出的三角波幅值增加也意味着开关关断后的两个波形不发生交越或重合，这就会容易导致次谐波不稳定。

斜率匹配和斜率补偿有密切的关系。平均值电流模式和峰值电流模式控制的差别仅仅是峰值电流控制模式的三角波真实反映电感电流的波形，引入一个幅值可调节的斜坡补偿是为了让 PWM 比较器的两个输入信号斜率相同；而对于平均值电流控制模式，锯齿波是固定的，通过调整误差放大器以使比较器两个输入斜率相同。对于峰值电流控制模式和平均值电流控制模式，如果通过调整使 PWM 比较器的输入信号斜率相同，这两个系统不仅是最优的，而且这两个系统是相同的。

如何实现斜率匹配？电感电流的下降斜率通过采样电阻转换成电压的下降斜率。调解电流放大器 (C/A) 的增益 (相对开关频率  $f_s$ )，来设置相应放大器输出的上升斜率，以使 PWM 比较器的两种输入信号的斜率相同。对于 Buck 来讲，电感电流的下降斜率为  $V_o/L$ ，锯齿波的斜率为  $V_s/T_s$ ，因此有

$$\frac{V_o R_s}{L} G_{ca} = V_s f_s \Rightarrow G_{ca} = \frac{V_s f_s L}{V_o R_s} \quad (2-16)$$

带宽优化的斜率匹配不仅适用于平均电流控制模式，而且对于任何使用类似 PWM 控制技术的系统都适用。例如，对于前面讲的电压控制模式单环系统，电解电容在开关频率  $f_s$  处特性阻抗为电阻性，因此通过电容 ESR 的电感电流波形类似于电流模式控制的检测电阻的电流波形。调节电压误差放大器的增益以使输出波形的斜率和锯齿波的斜率相同。PWM 比较器的波形与图 2-20 所示的电流模式非常相似。进行斜率匹配优化的电压控制模式就是单环电压控制模式，它不仅与电流控制模式有相同的截止频率，而且优化的电压控制模式具有独立于输入电压的恒定增益。更重要的是，它对输入电压变化的及时响应非常类似于电流控制模式。这样的话，由于电流控制模式两个环路（电压环与电流环）选择的元件特性与频率无关，易于处理，因此，电流控制模式的优点就只剩下了它的易于实现。

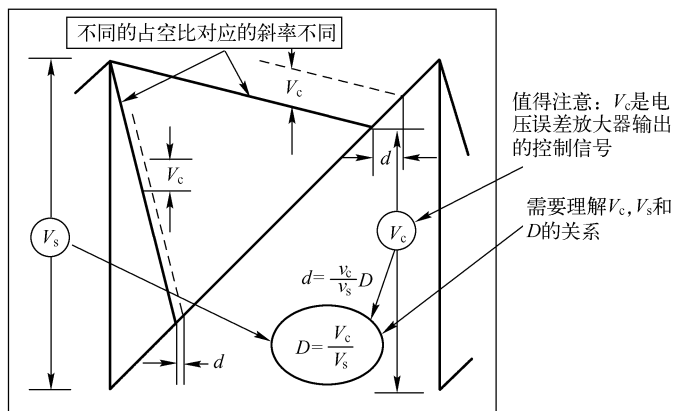


图 2-20 增益和占空比的关系

另外,上述加在 PWM 比较器输入端的与锯齿波进行比较的优化三角波形会引起 PWM 增益特性的变化。当电流误差放大器的增益优化时,开关导通三角波初始位置点的斜率也会随着占空比而变化。如图 2-20 所示,当占空比接近于 1 时,初始波形比较平坦,控制电压的一个小增量将会导致占空比的一个较大增量,而对于初始占空比  $D$  接近于 0 的情况,由于初始的斜率很陡,因此,相同的控制电压增量  $V_e$  只会引起较小的占空比变化。

进行斜率匹配后, Buck 变换环路 PWM 加上功率部分的增益为:

$$\frac{V_{rs}}{V_{ca}} = \frac{R_s}{V_s} \frac{V_o}{S_L} \quad (2-17)$$

而且,斜率匹配后的环路截止频率为:

$$f_c = \frac{f_s}{2\pi} \quad (2-18)$$

从等式 (2-17) 和 (2-18) 可以看出,环路的增益和截止频率在斜率匹配后都变成了独立于输入电压的常量,这样内部的电流环和外部的电压环设计起来都变得比较容易。

平均电流模式控制两个环路的设计:如果两个环路必须优化到最佳以便获得快速响应,那么两个环路在斜率匹配的时候需要考虑它们的相互作用。在双环系统中,只有一个 PWM 发生器。电流误差放大器的输出端  $V_{ca}$  实际上与两部分有关,一个是通过电流检测电阻检测的电感纹波电流,另外一个电感电流流过电容 ESR,然后经电压误差放大器放大后的电压误差信号。这两个三角波同相,需要调节电流误差放大器和电压误差放大器的增益,以使它们输出信号的斜率与锯齿波的斜率匹配,但有不同的方法实现这一目的。例如, Buck 变换,对单电流环优化斜率匹配,  $f_c$  等于  $f_s/2\pi$ ,但是对于双环(内部电流环和外部电压环)系统,调节 V/A 和 C/A 的增益以便每一个环路对于整个环路的斜率匹配做出一半的贡献,那么每一个环路的  $f_c$  等于  $f_s/4\pi$ 。然而,如果电流环增益较多,而电压环增益较少,这样电流环对于整个三角波的贡献会超过 1/2,因此,电流环的交越频率会比电压环的交越频率大,电流环的闭环增益是电压环的开环增益的一部分。电流环在交越频率之后会增加一个斜率为 -1 的下降的极点到电压环。因此,为了减小这种相互作用,最好让电压环的交越频率  $f_{cv}$  低于电流环的交越频率  $f_{ci}$ 。

简单来讲,平均电流模式控制的优点如下。

- (1) 平均电感电流能够高精确地跟踪电流编程信号;
- (2) 不需要斜坡补偿,通过调节误差放大器增益,自动实现斜率匹配;
- (3) 当时钟信号打开开关管,振荡器的斜坡立即跳到谷底,如图 2-20 所示,这样 PWM 比较器能够很好地避免电流误差电平的干扰,具有优越的电路抗噪声性能。

使用平均电流控制模式的不足如下。

- (1) 在开关频率  $f_s$  处的增益限制,如果送入 PWM 比较器的两个信号不匹配的话,所有的开关电源电路都存在次谐波振荡的问题。对于峰值电流模式控制,可以使用斜率补偿来抑制这种不稳定性。平均电流控制模式存在相同的问题,只不过它有比较好的解决办法,即通过调节电流误差放大器的补偿电路,实现斜率匹配。对于电流控制模式单极点系统的一个准则是: PWM 比较器一输入端的电流误差放大信号的斜坡不能超过另一输入端振荡器的斜坡(即要求斜率匹配)。这个准则限制了电流误差放大器在开关频率处的最大增益,也间接地设置了最大电流环增益交越频率  $f_c$ 。这是优化平均电流模式控制环路

设计首先需要考虑的地方。

(2) 平均电流双环放大器带宽、增益等参数的配合设计调试复杂。

图 2-21 为带输入电压前馈功能的平均电流模式控制原理框图，在很多实际产品中得到应用。它的特点是非常适合输入电压变化幅度大、变化快的场合。

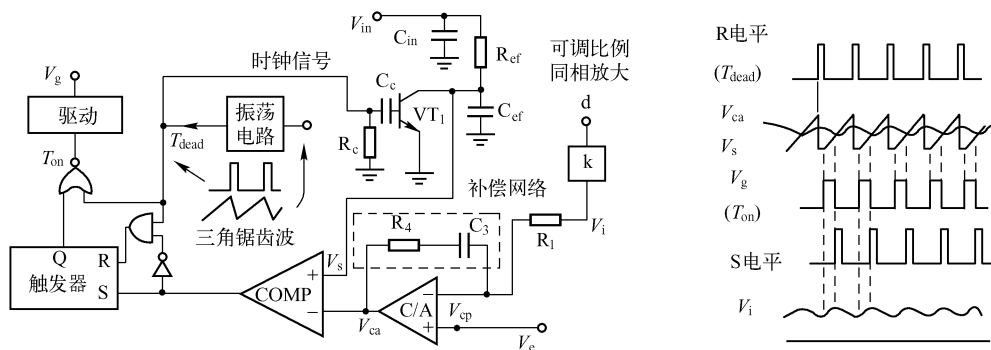


图 2-21 带输入电压前馈功能的平均电流模式控制原理框图

## 2.5 滞环电流模式控制 PWM

滞环电流模式控制 PWM 为变频调制，也可以为定频调制。图 2-22 所示为变频调制的滞环电流模式控制 PWM 原理图。将电感电流信号与两个电压值进行比较，第一个较高的控制电压值  $V_c$  ( $V_c = V_e$ ) 由输出电压与基准电压的差值放大得到，它控制开关器件的关断时刻；第二个较低电压值  $V_{ch}$  由控制电压  $V_c$  减去一个固定电压值  $V_h$  得到， $V_h$  为滞环带， $V_{ch}$  控制开关器件的开启时刻。滞环电流模式控制是由输出电压值  $V_{out}$ 、控制电压值  $V_c$  及  $V_{ch}$  三个电压值确定一个稳定状态，比电流模式控制多一个控制电压值  $V_{ch}$ ，去除了发生次谐波振荡的可能性，见图 2-22 右示意图。由于  $V_{ch1} = V_{ch2}$ ，故图 2-22 右图的相同峰值电流对应不同平均电流情况不会出现。

滞环电流模式控制的优点：①不需要斜坡补偿；②稳定性好，不容易因噪声发生不稳定振荡。

缺点：①需要对电感电流进行全周期的检测和控制；②变频控制容易产生变频噪声。

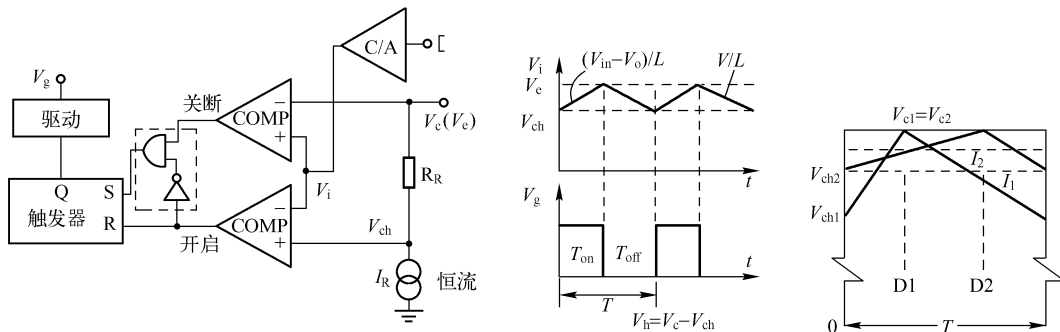


图 2-22 滞环电流模式控制 PWM 原理图



## 2.6 相加模式控制 PWM

图 2-23 为相加模式控制 PWM 的原理图。相加控制模式与电压控制模式有些相似，但有一些不同，具体如下。

(1) 电路中的放大器是比例放大器，没有电抗性补偿元件。控制电路中电容  $C_1$  较小，起滤除高频开关杂波的作用。主电路中较小的  $L_f$ 、 $C_f$  滤波电路（如图中虚线所示，也可以不用）也起减小输出高频杂波作用。若输出高频杂波小的话，均可以不加。因此，电压误差放大没有延时环节，电流放大也没有大延时环节。

(2) 电感电流信号  $V_i$  与电压误差信号  $V_e$  相加在一起构成一个综合信号  $V_\Sigma$  与三角锯齿波进行比较，得到 PWM 控制脉冲宽度。相加模式控制 PWM 是单环控制，但它有输出电压、输出电流两个输入参数。如果输出电压或输出电流变化，那么占空比将按照补偿它们变化的方向而变化。相加控制模式的优点是：动态响应快，动态过冲电压小，输出滤波电容需要较少。相加模式控制中的  $V_i$  注入信号容易用于电源并联时的均流控制。缺点是：需要精心处理电流、电压取样时的高频噪声抑制。

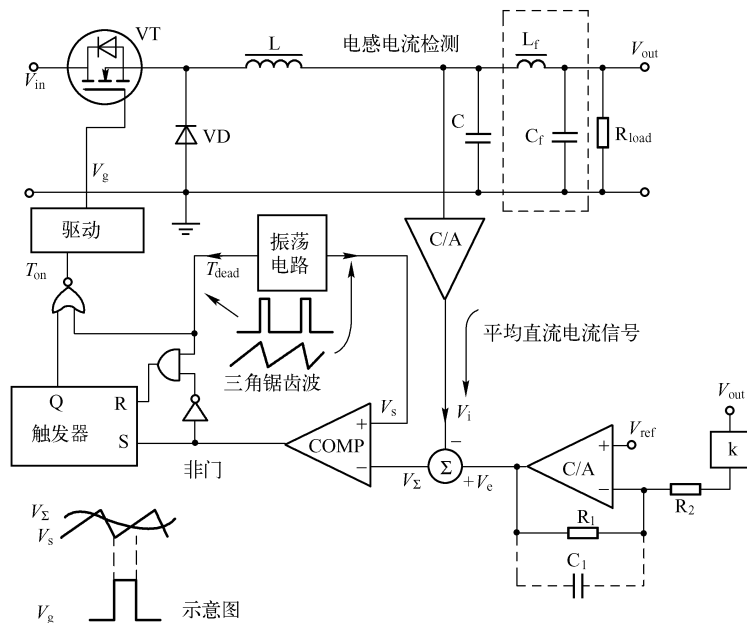


图 2-23 相加模式控制 PWM 的原理图

## 本章总结

1. 常见的 PWM 控制模式有电压控制（TL494）、峰值电流控制（3842）、平均值电流控制（4981，3854）。
2. 电压控制模式功率环路为双极点系统，需要第三类补偿。另外，电压控制模式线性调整率不好，对于输入电压变化的场合，需要加前馈补偿电路。
3. 电压控制模式，由时钟信号开启，由电压误差信号与芯片振荡锯齿波比较得到 PWM

关断时刻。

4. 峰值电流控制模式，由时钟信号开启，由电压误差信号与峰值电流信号比较得到 PWM 关断时刻。

5. 对于连续工作的峰值电流模式控制，占空比  $D > 50\%$  会存在不稳定的现象和次谐波振荡等，而且对于相同的峰值电流，如果占空比  $D$  不同，则对应不同的平均值电流。所有这些峰值电流控制模式的不足，都需要加斜率补偿来解决。

6. 峰值电流控制模式实现 Cycle by Cycle 的峰值电流限制，不用附加额外线路，即可实现限流保护和过功率保护。

7. 平均值电流控制模式，电压误差信号与电流检测信号进行误差放大得到电流误差信号，此电流误差信号与芯片内部锯齿波进行比较产生 PWM 关断时刻，PWM 每个周期仍然由时钟信号开启。

8. 平均值电流控制模式的控制需要调节环路，达到斜率匹配，否则电路处于连续工作模式时有可能产生次谐波振荡。

9. 电压控制模式为单环（电压环）控制系统，峰值电流模式和平均值电流模式为双环控制系统（电流环和电压环），对于双环系统，电流环即内环的带宽要高于电压环即外环的带宽。

10. 滞环电流模式控制和相加模式控制 PWM 是另外两个相对用得较多的两种 PWM 控制模式。

## 第3章 开关电源环路控制设计

开关电源通过闭环反馈以获得好的线性调整率、负载调整率和动态响应。而且开关电源的闭环控制系统通常都不是很复杂，可以通过简单的分析技术实现环路的稳定。同时，由于在开关电源闭环反馈的幅频特性曲线上幅频曲线单次穿越 0dB 线，因此，使用奈奎斯特的简单环路稳定判据就可以了。

### 3.1 元器件的高频分布参数

元器件在低频状态下一般作为理想器件，即当作纯电阻、纯电感、纯电容来考虑。但在较高频率状态下，器件特性已远远偏离其理想特性，必须考虑高频分布参数对器件特性的影响。在开关电源环路设计中，主要的对频率敏感的元器件是电感和电容，下面分别讨论电感和电容的高频分布参数及其特性。

#### 3.1.1 电感器高频等效电路

电感器通常绕制成线圈形式，按其所环绕的磁芯来分类，最常用的是空气磁芯和磁性磁芯。在一个很宽的频率范围内，电感具有线圈的直流电阻  $r_L$  和分布电容  $C_p$ ，其性质可以用如图 3-1 所示的等效电路来描述。

电感绕组匝与匝之间的导线通过空气、绝缘层和骨架而存在着分布电容。此外，绕组与底板屏蔽罩之间，多层绕组的层与层之间，也都存在着分布电容。根据这一等效电路，电感的阻抗为：

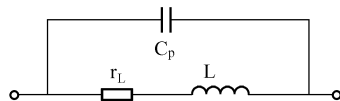


图 3-1 电感器的高频等效电路

$$Z_L = \frac{\frac{1}{j\omega C_p}(r_L + j\omega L)}{r_L + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_p}} = \frac{r_L + j\omega L}{1 - \omega^2 LC_p + j\omega C_p r_L} \quad (3-1)$$

电感的阻抗频率特性曲线如图 3-2 所示，在直流段 ( $\omega = 0$ )， $Z_L$  等于  $r_L$ ，在极低频段（如直流情况）， $Z_L$  取决于  $r_L$ 。在  $\omega < \omega_0$  ( $\omega_0$  为  $L$  与  $C_p$  的谐振点) 的大部分频段，电感的阻抗与频率成正比。在谐振角频率  $\omega_0$ ，电感  $L$  与分布电容  $C_p$  发生并联谐振， $Z_L$  达到最大值。电感器的谐振频率  $\omega_0$  为：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \quad (3-2)$$

由式 (3-1)，知道此时电感的阻抗  $Z_L$  的最大值近似为：

$$Z_L|_{\omega_0} = \frac{L}{RC_p} \quad (3-3)$$

当  $\omega > \omega_0$  时, 电感的阻抗将减小, 并联电容占了主导地位, 此时电感如同一个电容。

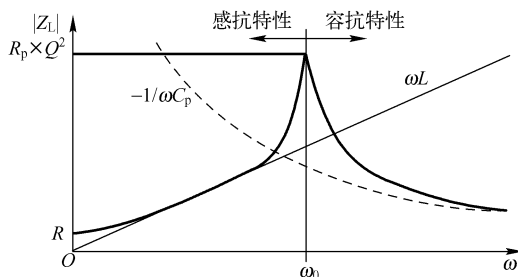


图 3-2 电感的阻抗频率特性曲线

### 3.1.2 电容器高频等效电路

电容器的主要部分（一般称为电容器芯子）是由两个导体（即极板或称电极）和隔开它们的介质所组成的。按照介质材料的不同, 电容器分为电解电容器、纸质电容器、涤纶电容器、云母电容器、陶瓷电容器等。和电感器类似, 一个电容器也不是一个纯粹的电容（即使在低频端也是如此），它具有绝缘漏电阻  $R_p$ 、等效串联电阻  $r_c$  和固有电感  $L_p$ 。在一个相当宽的频率范围内, 电容器的特性可以用如图 3-3 所示的等效电路来说明。

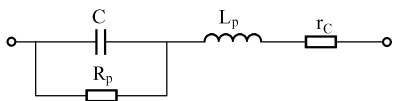


图 3-3 高频电容器等效电路

根据这一等效电路, 电容器的阻抗为:

$$Z_C = r_c + j\omega L_p + \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C} \quad (3-4)$$

在直流段和低频段, 电容器的阻抗接近于漏电阻  $R_p$ 。随着频率的增加, 电容的阻抗将低于阻值  $R_p$ 。在这一段内, 电容的阻抗式 (3-4) 可以简化成:

$$Z_C = r_c + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C} \quad (3-5)$$

理想电容器的阻抗随着频率的升高而降低, 而实际电容器的阻抗如图 3-4 所示, 当  $\omega < \omega_0$  时, 电容器呈现电容特性, 即阻抗随频率的增加而降低。在谐振角频率  $\omega_0$ , 固有电感  $L_p$  与电容  $C$  发生串联谐振, 电容器阻抗  $Z_C$  达到其最小值。电容器的谐振频率  $\omega_0$  为:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C}} \quad (3-6)$$

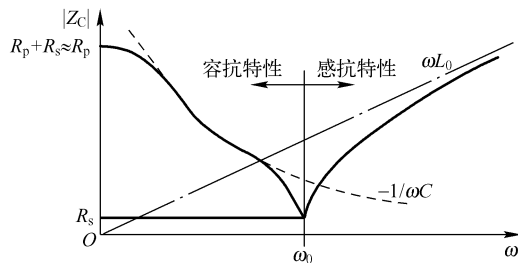


图 3-4 电容器的阻抗频率特性

电容器阻抗  $Z_C$  的最小值为等效串联电阻  $r_C$ 。当  $\omega > \omega_0$  时, 由于固有电感  $L_p$  的作用, 电容器阻抗  $Z_C$  随着频率的升高而增加, 电容器的阻抗将更多地取决于串联电感  $L_p$ 。如图 3-5 所示, 串联电感  $L_p$  主要由绕线结构电感  $L_s$ 、内部引线电感  $L_l$  和连接导线电感  $L_w$  三部分组成。

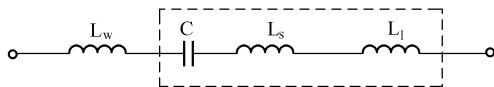


图 3-5 串联电感的组成

## 3.2 基本控制理论

### 3.2.1 零、极点及传递函数

控制系统中的输出量和输入量通常都是时间  $t$  的函数。很多常见的元件或系统的输出量和输入量之间的关系都可以用一个微分方程表示, 方程中含有输出量、输入量及它们各自对时间的导数或积分。这种微分方程又称为动态方程或运动方程。微分方程的阶数一般是指方程中最高导数项的阶数, 又称为系统的阶数。

对于单输入 - 单输出线性定常参数系统, 采用下列微分方程来描述:

$$y^{(n)}(t) + a_{(n-1)}y^{(n-1)}(t) + a_{(n-2)}y^{(n-2)}(t) + \cdots + a_0y(t) = b_{(m)}x^{(m)}(t) + b_{(m-1)}x^{(m-1)}(t) + \cdots + b_0x(t) \quad (3-7)$$

式中, 方程右边的  $x(t)$  为系统输入量, 方程左边的  $y(t)$  为系统输出量,  $y^{(n)}(t)$  表示  $y(t)$  对  $t$  的  $n$  阶导数;  $a_i (i=0, 1, 2, \cdots, n-1)$ ,  $b_j (j=0, 1, \cdots, m)$  都是由系统结构参数决定的系数。古典控制理论研究的主要内容之一, 就是系统输出和输入的关系, 或者说如何由已知的输入量求输出量。微分方程虽然可以表示出输出和输入之间的关系, 但由于微分方程的求解比较困难, 所以微分方程所表示的变量间的关系总是显得复杂。以拉普拉斯变换为基础所得出的传递函数这个概念, 则把控制系统输出和输入的关系表示得简单明了。

对于式 (3-7), 令  $x(t)$  和  $y(t)$  及其各阶导数的初始值为零, 即:

$$\begin{aligned} x^{(i)}(0) &= 0 (i=0, 1, 2, \cdots, m-1) \\ y^{(i)}(0) &= 0 (i=0, 1, 2, \cdots, n-1) \end{aligned}$$

对式 (3-7) 取拉氏变换得:

$$\begin{aligned} [s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \cdots + a_1s + a_0]Y(s) = \\ (b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_1s + b_0)X(s) \end{aligned} \quad (3-8)$$

式中,  $s$  为拉氏变换中的复数变量。变量的拉氏变换用大写字母表示, 传递函数为输入比输出:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \cdots + a_1s + a_0} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3-9)$$

式中,

$$\begin{aligned} N(s) &= b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_1s + b_0 \\ D(s) &= s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \cdots + a_1s + a_0 \end{aligned}$$

拉氏变换的定义: 在初始条件为零时, 线性定常系统或元件输出信号的拉氏变换式

$Y(s)$  与输入信号的拉氏变换  $X(s)$  之比, 称为该系统或元件的传递函数, 通常记为  $G(s)$ 。因此有:

$$Y(s) = G(s)X(s)$$

对于实际的元件和系统, 传递函数是复变量  $s$  (拉氏变换的复数参变量) 的有理分式, 其分子  $N(s)$  和分母  $D(s)$  都是  $s$  的有理多项式, 即它们的各项系数均是实数。传递函数除了写成式(3-9)的形式, 还常写成如下两种形式:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = k \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)} \quad (3-10)$$

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = K \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s^2 + 2\xi\tau_2 s + 1) \cdots (\tau_l s + 1)}{s^v (T_1 s + 1)(T_2 s^2 + 2\xi T_2 s + 1) \cdots (T_k s + 1)} \quad (3-11)$$

式(3-10)的特点是各个一次因式项中  $s$  的系数都是 1。称  $z_1, z_2, \cdots, z_n$  为传递函数的零点, 称  $p_1, p_2, \cdots, p_n$  为传递函数的极点, 称  $k$  为零极点增益或根轨迹增益, 该式称为传递函数的零极点表达式。由于  $N(s)$  和  $D(s)$  的各项系数都是实数, 所以零点和极点是实数或共轭复数。式(3-11)的特点是各个因式项中的常数项 (如果不是零) 都是 1。称  $\tau_i, T_j$  为系统中各环节的时间常数, 称  $K$  为系统的放大倍数。式中, 一次因式对应于实数根, 二次因式对应于共轭复数根。可以证明, 零极点增益  $k$  与放大倍数  $K$  成正比。

在传递函数  $G(s)$  中, 自变量是复变量  $s$ 。称传递函数是系统的复域描述 (微分方程为时域), 这时系统中各变量都以  $s$  为自变量, 称它们处于复域。而在微分方程中, 自变量是时间  $t$ , 称微分方程是系统的时域描述, 而各变量以时间  $t$  为自变量时, 称它们处于时域。

令系统传递函数分母等于零所得的方程称为特征方程, 即  $D(s) = 0$ 。特征方程的根称为特征根, 即系统的极点。

### 3.2.2 基本环节及传递函数

为了便于分析, 一般把一个复杂的控制系统分成一个个小部分, 称为环节。从动态方程、传递函数和运动特性的角度看, 不宜再分的最小环节称为基本环节。控制系统虽然各种各样, 但是常见的典型基本环节并不多。下面介绍几种最常见的典型基本环节。

以下叙述中设  $x(t)$  为环节的输入量,  $y(t)$  为输出量,  $G(s)$  为传递函数。

#### 1. 比例环节 (放大环节)

比例环节的动态方程是:

$$y(t) = Kx(t)$$

由上式可求得比例环节的传递函数:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = K$$

式中,  $K$  为常数, 称为放大系数。比例环节又称为放大环节, 它的输出量与输入量成比例, 它的传递函数是一个常数。

#### 2. 惯性环节

惯性环节又称为非周期环节, 它的微分方程是:

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t)$$

由上式可求得惯性环节的传递函数为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{Ts + 1}$$

式中,  $T$  称为惯性环节的时间常数。若  $T=0$ , 该环节就变成放大环节。

### 3. 积分环节

积分环节的动态方程是:

$$y(t) = \int x(t) dt$$

由上式可求得积分环节的传递函数为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{s}$$

积分环节输出量等于输入量的积分。

### 4. 振荡环节

振荡环节的微分方程是:

$$T^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t) \quad (0 \leq \xi < 1)$$

振荡环节的传递函数为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (0 \leq \xi < 1)$$

式中,  $T$ 、 $\xi$ 、 $\omega_n$  皆为常数, 且  $\omega_n = 1/T$ 。 $T$  称为该环节的时间常数,  $\omega_n$  称为无阻尼自振角频率,  $\xi$  称为阻尼比。上述传递函数属于二阶环节, 当  $0 \leq \xi < 1$  时, 该环节称为振荡环节, 因为这时它的输出信号具有振荡的形式。

### 5. 纯微分环节

纯微分环节往往简称为微分环节, 它的微分方程是:

$$y(t) = \frac{dx(t)}{dt}$$

纯微分环节的传递函数是:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = s$$

纯微分环节的输出信号是输入信号的微分。

### 6. 一阶微分环节

一阶微分环节的微分方程是:

$$y(t) = \tau \frac{dx(t)}{dt} + x(t)$$

式中,  $\tau$  称为该环节的时间常数。一阶微分环节的传递函数为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \tau s + 1$$

## 7. 二阶微分环节

二阶微分环节的微分方程为：

$$y(t) = \tau^2 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + 2\xi\tau \frac{dx(t)}{dt} + x(t)$$

二阶微分环节的传递函数是：

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1$$

式中， $\tau$  和  $\xi$  是常数，称  $\tau$  为该环节的时间常数。

## 8. 延迟环节

延迟环节的动态方程是：

$$y(t) = x(t - \tau)$$

式中， $\tau$  是常数，称为该环节的延迟时间。由上式可见，延迟环节任意时刻的输出值等于  $\tau$  时刻以前的输入值。也就是说，输出信号比输入信号延迟了  $\tau$  个时间单位。

延迟环节是线性环节，它的传递函数是：

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = e^{-\tau s}$$

**例 1** 在如图 3-6 所示的 RLC 电路中，电压  $u_i(t)$  为输入量， $u_o(t)$  为输出量，分析它的微分方程和传递函数。

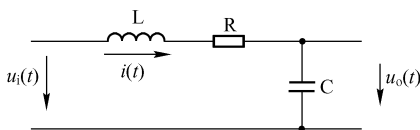


图 3-6 RLC 电路

**解：**设回路电流  $i(t)$  如图 3-6 所示。由基尔霍夫电压定律可得到：

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + u_o(t) = u_i(t)$$

式中， $i(t)$  是中间变量。 $i(t)$  和  $u_o(t)$  的关系为：

$$i(t) = C \frac{du_o(t)}{dt}$$

利用上式消去中间变量  $i(t)$ ，可得：

$$LC \frac{d^2 u_o(t)}{dt^2} + RC \frac{du_o(t)}{dt} + u_o(t) = u_i(t) \quad (3-12)$$

上式又可写成：

$$T_1 T_2 \frac{d^2 u_o(t)}{dt^2} + T_2 \frac{du_o(t)}{dt} + u_o(t) = u_i(t)$$



其中,  $T_1 = \frac{L}{R}$ ,  $T_2 = RC$ , 这是一个典型的二阶线性常系数微分方程, 对应的系统也称为二阶线性定常系统。

对式 (3-12) 进行拉普拉斯变换, 并求传递函数得:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3-13)$$

上式也可改写为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{(\sqrt{LC})^2 + 2 \cdot \left(\frac{R}{2\sqrt{LC}}\right)(\sqrt{LC})s + 1} \quad (3-14)$$

式中, 令  $T = \sqrt{LC}$  为时间常数,  $\xi = \frac{R}{2\sqrt{LC}}$  为阻尼比, 可见在阻尼比  $\xi = \frac{R}{2\sqrt{LC}}$  小于 1 时, 图 3-6 中的 RLC 线路就是一个典型的振荡环节。开关电源的输出级经常都会加上 LC 滤波电路, 它的传递函数就如同式 (3-14) 一样。(以下的一系列例子将说明如何求传递函数。)

**例 2** 由理想运算放大器组成的电容负反馈电路如图 3-7 所示, 电压  $u_i(t)$  为输入量, 电压  $u_o(t)$  为输出量, 分析它的微分方程和传递函数。

**解:** 根据理想运算放大器的“虚短”、“虚断”的概念, 正、反相输入端的电位相等, 且输入放大器的电流为零。根据基尔霍夫电流定律有:

$$\frac{u_i(t)}{R} + C \frac{du_o(t)}{dt} = 0$$

整理后得:

$$RC \frac{du_o(t)}{dt} = -u_i(t) \quad (\text{化简为方程左边是输出量, 方程右边是输入量})$$

或

$$T \frac{du_o(t)}{dt} = -u_i(t) \quad (3-15)$$

式中,  $T = RC$  称为时间常数。式 (3-15) 就是该系统的微分方程。这是一阶系统。

对式 (3-15) 进行拉氏变换并求其传递函数得:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{Ts} \quad (3-16)$$

从式 (3-16) 可见, 该系统包含一个比例环节和一个积分环节。

**例 3** 在图 3-8 中, 电压  $u_1$  和电压  $u_2$  分别是输入量和输出量, 求该电路的传递函数  $G(s) = U_2(s)/U_1(s)$ 。

**解:** 将电路图 3-8 (a) 变成运算电路图 3-8 (b),  $R$  与  $1/Cs$  组成简单的串联电路, 于是

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{\frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}} = \frac{1}{RCs + 1}$$

这是一个惯性环节。

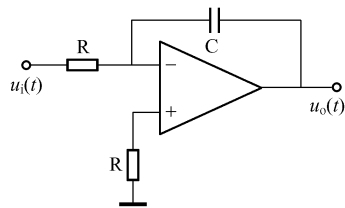


图 3-7 电容负反馈电路

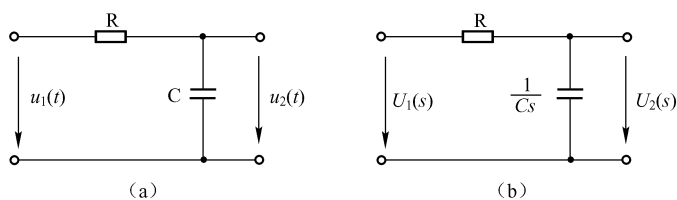


图 3-8 RC 电路

**例 4** 在图 3-9 中, 电压  $u_1$  和电压  $u_2$  分别是输入量和输出量, 求该电路的传递函数  $G(s) = U_2(s)/U_1(s)$ 。

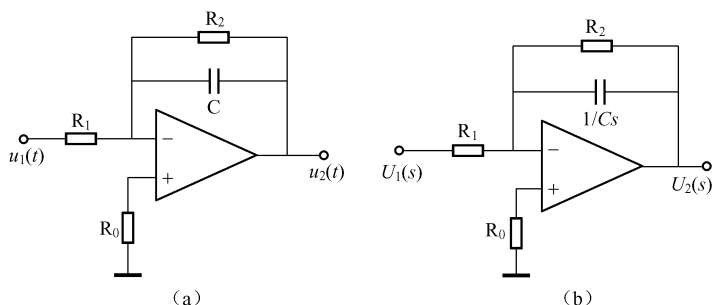


图 3-9 运放电路

**解:** 将图 3-9 (a) 换成运算电路图 3-9 (b)。设  $R_2$  与  $1/Cs$  的并联电路的运算阻抗为  $Z_1$ , 则

$$Z_1 = \frac{R_2 \frac{1}{Cs}}{R_2 + \frac{1}{Cs}} = \frac{R_2}{R_2 Cs + 1}$$

根据理想运算放大器反相输入时的特性, 有

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = -\frac{Z_1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1(R_2 Cs + 1)}$$

可见, 这个传递函数包含有一个惯性环节和一个比例环节。

**例 5** 在图 3-10 中, 电压  $u_1$  和电压  $u_2$  分别是输入量和输出量, 求该电路的传递函数  $G(s) = U_2(s)/U_1(s)$ 。

**解:**

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = -\frac{R}{\frac{1}{Cs}} = -RCs$$

这个环节是由单纯微分环节和比例环节组成的, 称为理想微分环节。

**例 6** 在图 3-11 中, 电压  $u_1$  和电压  $u_2$  分别是输入量和输出量, 求该电路的传递函数  $G(s) = U_2(s)/U_1(s)$ 。

**解:**

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{R}{\frac{1}{Cs} + R} = \frac{RCs}{RCs + 1}$$

这个环节包括一个比例环节、一个纯微分环节和一个惯性环节。

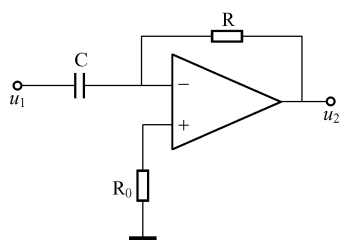


图 3-10 微分电路

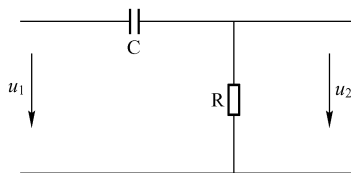


图 3-11 RC 电路

### 3.3 控制系统的时域分析

分析控制系统的性能是通过分析研究控制系统的动态性能和稳态性能实现的。动态性能可以通过在典型输入信号作用下控制系统的过渡过程来评价。主要研究一阶系统、二阶系统的过渡过程。对于稳定的控制系统，其稳态性能一般是根据系统在典型输入信号作用下引起的稳态误差来评价的，因此，稳态误差是系统控制准确度（即控制精度）的一种度量。一个控制系统，只有在满足要求的控制精度的前提下，再对它进行过渡过程（动态）分析才有实际意义。

#### 3.3.1 典型输入信号

##### 1. 阶跃函数

阶跃函数（如图 3-12 所示）的表达式为：

$$r(t) = \begin{cases} R \cdot 1(t) & (t > 0, R = \text{常量}) \\ 0 & (t < 0) \end{cases}$$

当  $R = 1$  时， $r(t)$  叫作单位阶跃函数，记作  $r(t) = 1(t)$ 。

##### 2. 速度函数

速度函数（如图 3-13 所示）的表达式为：

$$r(t) = \begin{cases} Rt & (t \geq 0) \\ 0 & (t < 0) \end{cases}$$

其特点是：

$\frac{dr(t)}{dt} = R = \text{常数}$ ，说明速度函数  $r(t) = Rt$  表征匀速信号，当  $R = 1$  时， $r(t) = t$ ，叫作单位斜坡函数。

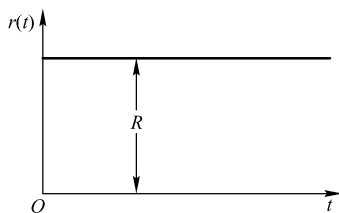


图 3-12 阶跃函数

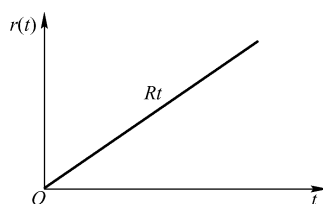


图 3-13 速度函数

### 3. 加速度函数

加速度函数（如图 3-14 所示）的表达式为

$$r(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}Rt^2 & (t \geq 0) \\ 0 & (t < 0) \end{cases}$$

其特点是：

$\frac{d^2 r(t)}{dt^2} = R$ , 说明加速度函数  $r(t) = \frac{1}{2}Rt^2$  表征匀加速信号。

### 4. 脉冲函数

脉冲函数（如图 3-15 所示）的表达式为

$$r(t) = \begin{cases} \frac{1}{h} & (0 < t < h) \\ 0 & (t < 0, t > h) \end{cases}$$

其中，脉冲宽度为  $h$ ，脉冲面积为 1。若对脉冲的宽度取趋于零的极限，则有  $r(t) = \begin{cases} \infty & (t=0) \\ 0 & (t \neq 0) \end{cases}$  及  $\int_{-\infty}^{+\infty} r(t) dt = 1$ ，称此脉冲函数为理想单位脉冲函数，记作  $\delta(t)$ 。

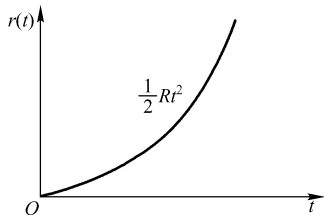


图 3-14 加速度函数

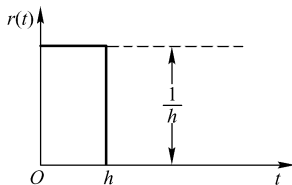


图 3-15 脉冲函数

### 5. 正弦函数

正弦函数（如图 3-16 所示）的表达式为

$$r(t) = A \sin \omega t$$

式中， $A$  为振幅； $\omega$  为角频率。

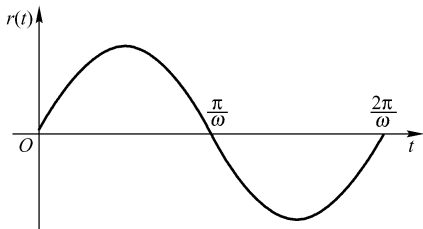


图 3-16 正弦函数

由于上述函数都是简单的时间函数，因此应用这些函数作为典型输入信号，可以很容易地对控制系统进行分析和实验研究。

分析、设计控制系统时，究竟采用何种典型输入信号作为系统的试验信号，要视具体情况而定，但不管采用何种典型输入信号，对同一系统来说，由过渡过程所表征的系统特性应该是统一的。

### 3.3.2 一阶系统的动态响应（过渡过程）

图 3-17 所示由 RC 组成的电路便是常见的一阶系统。电路的输出信号  $u_2(t)$  与输入信号  $u_1(t)$  的关系可用下列微分方程表示：

$$RC \frac{du_2(t)}{dt} + u_2(t) = u_1(t)$$

或

$$T \frac{du_2(t)}{dt} + u_2(t) = u_1(t)$$

式中,  $T = RC$ , 是电路的时间常数。

描述一阶系统动态特性的微分方程的一般标准形式是：

$$T \frac{dc(t)}{dt} + c(t) = r(t) \quad (3-17)$$

式中,  $T$  为一阶系统的时间常数, 表示系统的惯性。

由式 (3-17) 求得一阶系统的闭环传递函数为：

$$\Phi(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (3-18)$$

#### 1. 单位阶跃函数作用下一阶系统的过渡过程

令  $r(t) = 1(t)$ , 则有  $R(s) = \frac{1}{s}$ , 则式 (3-18) 可以写成：

$$C(s) = \Phi(s)R(s) = \frac{1}{Ts + 1} \cdot \frac{1}{s} \quad (3-19)$$

将式 (3-19) 中  $C(s)$  展开成部分分式, 得：

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{T}{Ts + 1}$$

对上式进行拉氏反变换, 得系统的过渡过程：

$$c(t) = c_{ss} + c_{is} = 1 - e^{-\frac{t}{T}} \quad (t \geq 0)$$

式中,  $c_{ss} = 1$  叫稳态分量, 它的变化规律由输入信号的形式决定。 $c_{is} = -e^{-\frac{t}{T}}$  叫暂态分量, 它的变化规律由闭环极点  $s = -\frac{1}{T}$  决定。当  $t \rightarrow \infty$  时, 暂态分量按指数规律衰减到零, 而  $c(t)$  中只剩下稳态分量。

当  $t = 0$  时,  $c(0) = 1 - e^0 = 0$

当  $t = 1T$  时,  $c(1T) = 1 - e^{-1} = 0.632$

当  $t = 2T$  时,  $c(2T) = 1 - e^{-2} = 0.865$

当  $t = 3T$  时,  $c(3T) = 1 - e^{-3} = 0.95$

当  $t = 4T$  时,  $c(4T) = 1 - e^{-4} = 0.982$

$\vdots$   $\vdots$

当  $t \rightarrow \infty$  时,  $c(\infty) = 1$

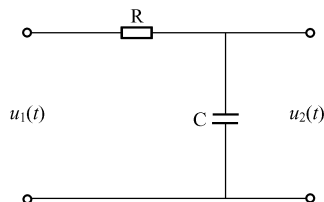


图 3-17 RC 电路

可见,一阶系统在单位阶跃函数作用下的过渡过程(也叫响应)是一条从初始值为零开始,以指数规律上升到最终值为1的曲线,如图3-18所示。

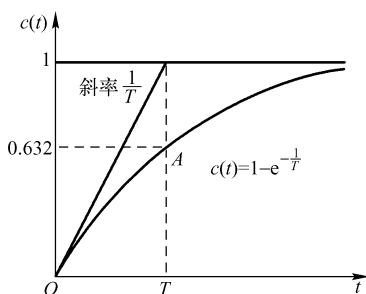


图3-18 一阶系统单位阶跃响应曲线

从上面的计算中可看出:当  $t = 1T$  时,  $c(T) = 0.632$ , 即过渡过程曲线  $c(t)$  的数值等于稳态输出值的 63.2%, 见图3-18的A点。它是用实验方法求取一阶系统时间常数的重要特征点。

当  $t = 3T$  时,  $c(3T) = 0.95$ , 即过渡过程曲线  $c(t)$  的数值已等于稳态输出值的 95%, 与稳态输出值比较, 仅相差 5%。在工程实践中, 常常认为此刻过渡过程已经结束, 则过渡过程时间  $t_r$  等于三倍的时间常数, 即  $t_r = 3T$ 。有时还规定, 当过渡过程曲线  $c(t)$  在数值上达到稳态输出的 98% (即过渡输出值与稳态输出值比较, 还相差 2%) 时, 认为过渡过程已经结束, 则过渡过程时间  $t_r$  等于四倍的时间常数, 即  $t_r = 4T$ 。显然, 时间常数  $T$  越小, 一阶系统的过渡过程进行得越快; 反之越慢。

图3-18所示指数曲线的初始斜率等于  $\frac{1}{T}$ , 即

$$\left. \frac{dc(t)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}} \Big|_{t=0} = \frac{1}{T} \quad (3-20)$$

这也是一阶系统在单位阶跃信号作用下过渡过程曲线的重要特性之一, 从  $t=0$  处的切线斜率也可以求得一阶系统的时间常数。

## 2. 单位速度函数作用下一阶系统的过渡过程

令  $r(t) = t$ , 则有  $R(s) = \frac{1}{s^2}$ , 由式(3-18)可得系统输出信号  $c(t)$  的拉氏变换为

$$C(s) = \frac{1}{Ts+1} \cdot \frac{1}{s^2} = \frac{1}{s^2} - \frac{T}{s} + \frac{T^2}{Ts+1}$$

对上式进行拉氏反变换, 得系统的过渡过程:

$$c(t) = c_{ss} + c_{is} = (t - T) + Te^{-\frac{t}{T}} \quad (t \geq 0) \quad (3-21)$$

由式(3-21)可见,  $c_{ss} = t - T$  代表稳态分量, 是一个与单位斜坡输入信号斜率相同的斜坡函数, 但在时间上滞后一个时间常数  $T$ 。  $c_{is} = Te^{-\frac{t}{T}}$  代表暂态分量, 当  $t \rightarrow \infty$  时,  $c_{is}$  将按指数规律衰减到零, 其衰减速度由闭环负实数极点  $s = -\frac{1}{T}$  决定。

根据式(3-21)可以求得系统的输入信号  $r(t)$  与输出信号  $c(t)$  的差  $\varepsilon(t)$ , 即

$$\varepsilon(t) = r(t) - c(t) = t - (t - T) - Te^{-\frac{t}{T}} = T(1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (3-22)$$

当  $t \rightarrow \infty$  时,  $\varepsilon(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = T = \text{常数}$ 。说明一阶系统在跟踪单位速度函数时, 当过渡过程结束后, 在输出、输入信号间仍存在着常值误差(或称跟踪误差), 其值等于时间常数  $T$ 。

一阶系统在单位斜坡函数作用下的过渡过程曲线如图3-19所示。从图中可知, 系统的时间常数  $T$  越小, 反应越快, 跟踪误差越小, 输出信号滞后于输入信号的时间也越短。

### 3. 理想单位脉冲函数作用下一阶系统的过渡过程

令  $r(t) = \delta(t)$ ，则有  $R(s) = 1$ ，于是，系统输出信号的拉氏变换与系统的闭环传递函数相同，即

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \quad (3-23)$$

因此，一阶系统在理想单位脉冲函数作用下的过渡过程便等于系统闭环传递函数的拉氏反变换，即

$$k(t) = c(t) = \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}} \quad (t \geq 0) \quad (3-24)$$

称式 (3-24) 为一阶系统的脉冲过渡函数或权函数。脉冲过渡函数  $k(t)$  中只包含暂态分量  $\frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}}$ ，而稳态分量为零。一阶系统的脉冲函数过渡曲线如图 3-20 所示。

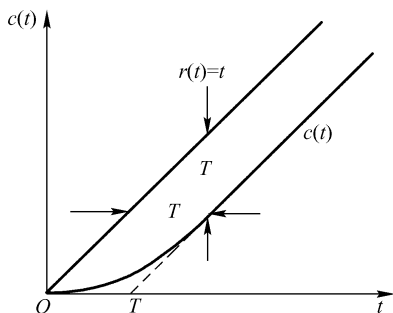


图 3-19 一阶系统在单位斜坡函数作用下的过渡过程曲线

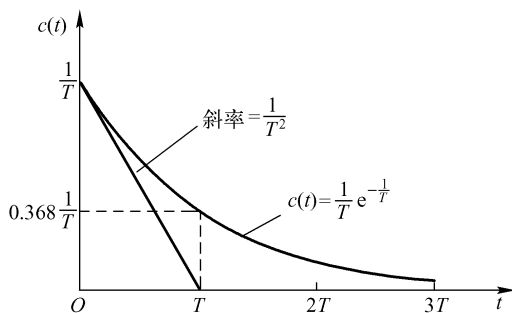


图 3-20 一阶系统的脉冲函数过渡曲线

工程上理想单位脉冲函数不可能得到，而是以具有一定脉宽和有限幅度的脉冲来代替。因此，为了得到近似精度较高的脉冲过渡函数，要求实际脉冲函数的宽度  $h$  与系统的时间常数相比应足够小，一般要求  $h < 0.1T$ 。

#### 3.3.3 二阶系统的动态响应

为了分析方便，常把二阶系统的闭环传递函数写成标准形式，即

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-25)$$

式中， $\xi$  为阻尼比； $\omega_n$  为无阻尼自振频率。

由式 (3-25) 求得二阶系统的特征方程：

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (3-26)$$

由上式解得二阶系统的两个特征根（即闭环极点）为：

$$\delta_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (3-27)$$

式(3-27)说明,随着阻尼比 $\xi$ 取值的不同,二阶系统的特征根(闭环极点)也不相同。下面逐一加以说明。

(1) 欠阻尼( $0 < \xi < 1$ ), 当 $0 < \xi < 1$ 时, 两个特征根为 $\delta_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ , 是一对共轭复数根, 如图3-21(a)所示。

(2) 临界阻尼( $\xi = 1$ ), 当 $\xi = 1$ 时, 特征方程有两个相同的负实根, 即 $\delta_{1,2} = -\omega_n$ , 此时 $\delta_1, \delta_2$ 如图3-21(b)所示。

(3) 过阻尼( $\xi > 1$ ), 当 $\xi > 1$ 时, 两个特征根为 $\delta_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}$ , 是两个不同的负实根, 如图3-21(c)所示。

(4)  $\xi = 0$ , 欠阻尼的特殊情况——无阻尼, 当 $\xi = 0$ 时, 特征方程具有一对共轭纯虚根, 即 $\delta_{1,2} = \pm j\omega_n$ , 如图3-21(d)所示。

根据上述四种情况, 下面研究在单位阶跃函数作用下二阶系统的过渡过程。无特殊情况说明, 假设系统的初始条件为零, 即当控制信号 $r(t)$ 作用于系统之前, 系统处于静止状态。

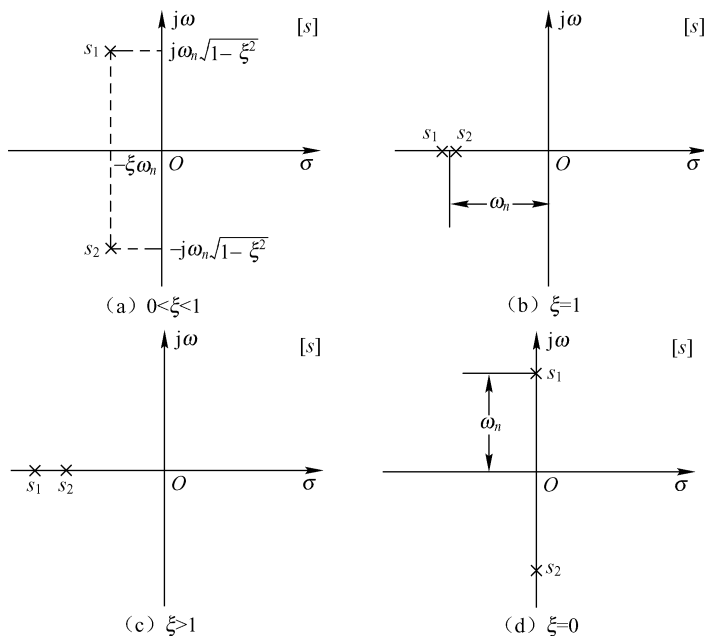


图3-21 [s]平面上二阶系统的闭环极点分布

### 1. 单位阶跃函数作用下二阶系统的动态响应(过渡过程)

令 $r(t) = 1(t)$ , 则有 $R(s) = \frac{1}{s}$ , 由式(3-25)求得二阶系统在单位阶跃函数作用下输出信号的拉氏变换:

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{1}{s} \quad (3-28)$$

对上式进行拉氏反变换, 便得到二阶系统在单位阶跃函数作用下的动态响应, 即



$$c(t) = L^{-1}[C(s)]$$

(1) 欠阻尼 ( $0 < \xi < 1$ ) 状态

这时式 (3-28) 可以展开成如下形式:

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{s + \xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} - \frac{\xi\omega_n}{\omega_d} \cdot \frac{\omega_d}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} \quad (3-29)$$

式中,  $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$ , 是有阻尼自振频率。

对式 (3-29) 进行反拉氏变换, 得动态响应:

$$\begin{aligned} c(t) &= 1 - e^{-\xi\omega_n t} \cos\omega_d t - \frac{\xi\omega_n}{\omega_d} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \sin\omega_d t = 1 - e^{-\xi\omega_n t} \left( \cos\omega_d t + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin\omega_d t \right) \\ &= 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\omega_d t + \varphi) \quad (t \geq 0) \end{aligned} \quad (3-30)$$

式中,  $\varphi = \arctg \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}$ ,  $0 < \xi < 1$  时的二阶系统如图 3-22 所示。

从式 (3-30) 可以看出, 对应  $0 < \xi < 1$  时的过渡过程,  $c(t)$  为衰减的正弦振荡曲线, 二阶系统的动态响应 (欠阻尼振荡) 如图 3-23 所示。其衰减幅度取决于  $\xi\omega_n$  的大小, 其衰减振荡的频率便是有阻尼自振荡频率  $\omega_d$ , 即衰减振荡的周期为

$$T_d = \frac{2\pi}{\omega_d} = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}$$

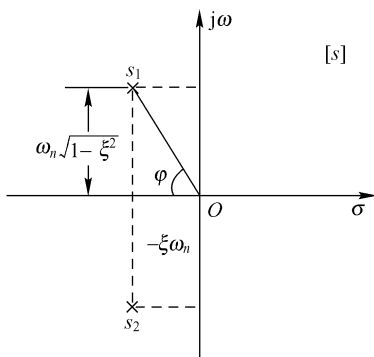


图 3-22  $0 < \xi < 1$  时的二阶系统

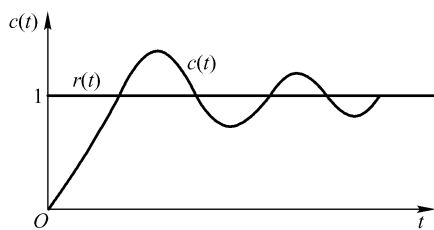


图 3-23 二阶系统的动态响应 (欠阻尼振荡)

$\xi = 0$  是欠阻尼的一种特殊情况 (无阻尼振荡), 将  $\xi = 0$  代入式 (3-30) 可直接得到:

$$c(t) = 1 - \cos\omega_n t \quad (t \geq 0) \quad (3-31)$$

从上式可以看出, 无阻尼 ( $\xi = 0$ ) 时二阶系统的阶跃响应是等幅正弦振荡曲线, 振荡频率为  $\omega_n$ 。从上面的分析可以看出,  $\omega_n$  的物理意义是  $\xi = 0$  时二阶系统过渡过程为等幅正弦振荡的角频率, 称为无阻尼自振频率。 $\omega_d$  是欠阻尼  $0 < \xi < 1$  时二阶系统过渡过程为衰减正弦振荡的角频率, 称为有阻尼自振频率。而由  $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$ , 可见  $\omega_d < \omega_n$ , 而且, 随着  $\xi$  值增大,  $\omega_d$  的值将减小, 即随着  $\xi$  值增大, 振荡频率会越来越小。

(2) 临界阻尼状态 ( $\xi = 1$ )

这时, 二阶系统具有两个相同的负实根, 如图 3-23 (b) 所示。据此, 式 (3-28) 可以展成如下的部分分式:

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1}{s} - \frac{\omega_n}{(s + \omega_n)^2} - \frac{1}{s + \omega_n} \quad (3-32)$$

对上式进行拉氏反变换, 得

$$c(t) = 1 - (\omega_n t + 1)e^{-\omega_n t} \quad (t \geq 0) \quad (3-33)$$

由式 (3-33) 可以看出, 二阶系统当阻尼比  $\xi = 1$  时, 在单位阶跃函数作用下的过渡过程是一条无超调的单调上升的曲线。

(3) 过阻尼状态 ( $\xi > 1$ )

这时二阶系统具有两个不相同的负实根, 即

$$\delta_1 = -(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n$$

$$\delta_2 = -(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n$$

于是式 (3-28) 可以展开成如下的部分分式:

$$C(s) = \frac{1}{s} + \frac{A_1}{s - s_1} + \frac{A_2}{s - s_2} = \frac{1}{s} + \frac{1}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})} \cdot \frac{1}{s + \xi\omega_n + \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}} - \frac{1}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})} \cdot \frac{1}{s + \xi\omega_n - \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}}$$

取上式的拉氏反变换, 得:

$$\begin{aligned} c(t) &= 1 + \frac{1}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})} e^{-(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n t} - \frac{1}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})} e^{-(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n t} \\ &= 1 + \frac{1}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} \left( \frac{e^{\delta_1 t}}{-\delta_1} - \frac{e^{\delta_2 t}}{-\delta_2} \right) (t \geq 0) \end{aligned}$$

可见, 这时系统的过渡过程  $c(t)$  包含着两个衰减的指数项。当  $\xi$  远大于 1 时, 闭环极点  $\delta_1$  将比  $\delta_2$  距虚轴远得多, 上式两个衰减的指数项中, 包含  $\delta_1$  的项要比包含  $\delta_2$  的项衰减快得多, 所以  $\delta_1$  对过渡过程的影响要比  $\delta_2$  对过渡过程的影响小得多。因此, 在求取输出信号  $c(t)$  的近似解时, 可以忽略  $\delta_1$  对系统的影响, 把二阶系统近似看成一阶系统, 在这种情况下, 近似一阶系统的传递函数是:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\xi\omega_n - \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}}{s + \xi\omega_n - \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}} = \frac{-\delta_2}{s - \delta_2}$$

在单位阶跃函数信号作用下对应不同阻尼比  $\xi$  ( $\xi = 0, 0 < \xi < 1, \xi = 1, \xi > 1$ ) 时二阶系统过渡过程曲线如图 3-24 所示。从图 3-24 可看出, 二阶系统在单位阶跃函数作用下的过渡过程, 随着阻尼比  $\xi$  的减小, 振荡程度越加严重, 而且频率也会越来越快, 以至当  $\xi = 0$  时, 出现等幅不衰减振荡, 振荡频率达到最大值  $\omega_n$ 。当  $\xi = 1$  及  $\xi > 1$  时, 二阶系统的动态响应具有单调上升的特性。就过渡过程的持续时间看, 在无振荡、单调上升的特性中, 以  $\xi = 1$  的过渡时间  $t_r$  为最短。在欠阻尼 ( $0 < \xi < 1$ ) 特性中, 对应  $\xi = 0.4 \sim 0.8$  时的动态响应, 不仅具有比  $\xi = 1$  时更短的动态响应时间, 而且振荡程度也不严重。因此, 一般来说, 希望二阶系统工作在  $\xi = 0.4 \sim 0.8$  的欠阻尼状态。因为在这种状态下将有一个振荡特性适度、持

续时间较短的动态响应。但并不排除在某些情况下（例如在包含低增益、大惯性的温度控制系统设计中）需要采用过阻尼系统。此外，在有些不允许时域特性出现超调，而又希望过渡过程较快完成的情况下，需要采用临界阻尼系统。

## 2. 二阶系统的性能指标

二阶系统在欠阻尼状态下阶跃响应的特征值规定如下（如图 3-25 所示）。

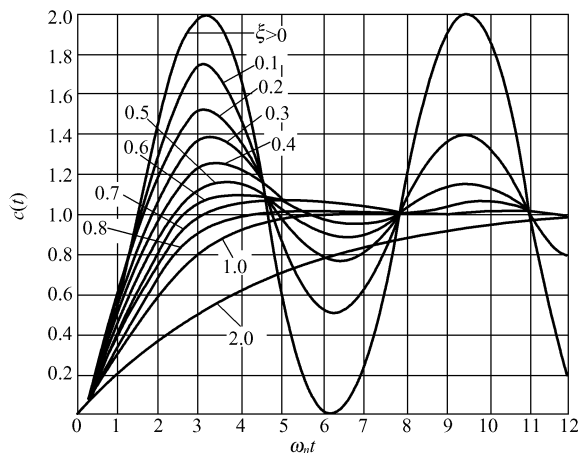


图 3-24 典型二阶系统的单位阶跃响应

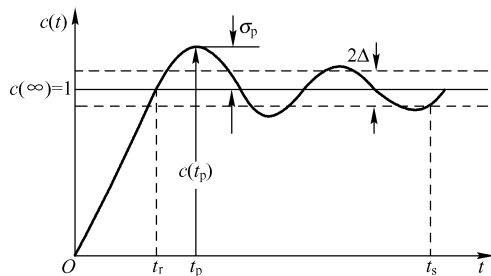


图 3-25 表示性能指标的过渡过程曲线

(1) 上升时间  $t_r$ ，对于欠阻尼系统，过渡过程曲线从零上升到稳态值所需时间叫上升时间  $t_r$ 。若为过阻尼系统，则把过渡过程曲线从稳态值的 10% 上升到 90% 所需时间叫上升时间。

(2) 峰值时间  $t_p$ ，过渡过程曲线达到第一个峰值所需的时间，叫峰值时间  $t_p$ 。

(3) 最大超调量  $\sigma_p$ ，用下式定义控制系统的最大超调量，即

$$\sigma_p = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \cdot 100\%$$

式中， $c(t_p)$  为过渡过程曲线第一次达到的最大输出值； $c(\infty)$  为过渡过程的稳态值。

可见， $\sigma_p$  的大小直接说明控制系统的阻尼特性。

(4) 过渡过程时间（调节时间  $t_s$ ），在过渡过程的稳态线上，用稳态值的百分数  $\Delta$ （通常取  $\Delta = 5\%$  或  $\Delta = 2\%$ ，见图 3-25）作为一个允许误差范围，过渡过程曲线进入并永远保持在这一允许误差范围内，进入允许误差范围所对应的时间叫作过渡过程时间  $t_s$ （或叫调节时间）。调节时间  $t_s$  的大小直接表征控制系统输入信号的快速性。

(5) 振荡次数  $N$  在  $0 \leq t \leq t_s$  时间内，过渡过程  $c(t)$  穿越其稳态值  $c(\infty)$  次数的一半，定义为振荡次数。振荡次数也是直接反映控制系统阻尼特性的一个特征值。

上升时间  $t_r$ ，峰值时间  $t_p$ ，过渡过程时间  $t_s$ ，均与阻尼比  $\xi$  和无阻尼自振荡频率  $\omega_n$  有关，而最大超调量  $\sigma_p$  只是阻尼比  $\xi$  的函数，与  $\omega_n$  无关。当二阶系统的阻尼比  $\xi$  确定后，即可求得所对应的超调量  $\sigma_p$ 。反之，如果给出了超调量  $\sigma_p$  的要求值，也可求出相应的阻尼比  $\xi$  的数值。一般为了获得良好的动态响应，阻尼比  $\xi$  在 0.4 到 0.8 之间为宜，相应的超调量为  $\sigma_p = 25\% \sim 2.5\%$ 。小的  $\xi$  值，例如  $\xi < 0.4$  时会造成系统过渡过程严重超调，而大的  $\xi$  值，例如  $\xi > 0.8$  时，将使系统的调节时间变长。

阻尼比  $\xi$  值通常根据最大超调量  $\sigma_p$  来确定, 这样过渡过程时间  $t_s$  (或  $t_r, t_p$ ) 就可以主要依据无阻尼自振频率来确定。也就是说, 在不改变最大超调量的情况下, 通过调整无阻尼自振频率可以改变控制系统的快速性。

### 3.4 控制系统的稳定性

系统稳定性定义: 设系统处于平衡状态时的输出为零, 当所有的输入为零时, 若控制系统在任何足够小的初始偏差作用下, 其输出随着时间的推移逐渐衰减并趋于零, 即具有自行恢复原平衡状态的性质, 则称该系统为稳定系统。否则, 称之为不稳定系统。

初始偏差作用下的动态响应, 也可看作是在理想单位脉冲干扰信号作用下的动态响应, 若此动态响应随着时间的推移趋于零, 则称线性系统是稳定的, 否则为不稳定。

据此, 设线性系统的输出信号  $c(t)$  对干扰信号  $f(t)$  的闭环传递函数为:

$$\Phi_f(s) = \frac{C(s)}{F(s)} = \frac{M_j(s)}{D(s)} = \frac{K(s-Z_1)(s-Z_2)\cdots(s-Z_m)}{(s-S_1)(s-S_2)\cdots(s-S_n)} \quad (3-34)$$

令  $f(t) = \delta(t)$ , 并设系统的初始条件为零, 则系统的输出信号的拉氏变换式为:

$$C(s) = \Phi_f(s)F(s) = \frac{M_j(s)}{D(s)}F(s) = \frac{K(s-Z_1)(s-Z_2)\cdots(s-Z_m)}{(s-S_1)(s-S_2)\cdots(s-S_n)} \quad (3-35)$$

将上式分解成如下的部分分式:

$$C(s) = \frac{C_1}{s-S_1} + \frac{C_2}{s-S_2} + \cdots + \frac{C_n}{s-S_n} = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{s-S_i}$$

式中 
$$C_i = \left[ \frac{M_j(s)}{D(s)}(s-S_i) \right]_{s=S_i} \quad (i=1, 2, \cdots, n)$$

取  $C(s)$  的拉氏反变换, 求得:

$$c(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{S_i t}$$

从上式不难看出, 欲满足条件  $\lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = 0$ , 必须使系统的特征根全部具有负实部 (也就是说极点必须在左半平面), 即

$$R_e(S_i) < 0 \quad (i=1, 2, \cdots, n)$$

由此, 得出控制系统的必要和充分条件: 系统特征方程的根全部具有负实部 (也就是说极点必须在左半平面)。

系统特征方程式的根是闭环极点, 所以控制系统稳定的充分和必要条件又可说成是闭环传递函数的极点全部具有负实部, 或说闭环传递函数的极点全部在  $[s]$  平面的左半平面。

### 3.5 控制系统的频率特性

采用频率特性作为数学模型来分析和设计系统的方法称为频率特性法。对于传递函数为  $G(s)$  的稳定的定常系统, 令  $s = j\omega$  得到的  $G(j\omega)$  就是系统或元件的频率特性, 它是输入信号频率  $\omega$  的复变量。当输入量是正弦信号  $x(t) = X \sin \omega t$  (图形如图 3-16 所示) 时, 其稳态响

应是同一频率的正弦信号。此时称稳态响应的幅值  $Y$  和欲输入信号的幅值  $X$  之比  $Y/X = |G(j\omega)|$  为系统的幅频特性，称输出信号与输入信号的相位移  $\theta = \angle G(j\omega)$  为系统的相频特性，它们都是  $\omega$  的函数。幅频特性和相频特性统称为频率特性或频率响应。

复变量  $G(j\omega)$  可以写成指数式、三角式或实部与虚部相加的代数式，如下所示：

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\theta(\omega)} = |G(j\omega)| (\cos\theta + j\sin\theta) = U(\omega) + jV(\omega)$$

相角  $\theta(\omega)$  本来是多值函数，为了方便起见，一般取  $-180^\circ < \theta(\omega) < 180^\circ$ 。

### 3.5.1 对数频率特性图（波特图）

波特图包括幅频特性图和相频特性图，分别表示频率特性的幅值和相角与角频率之间的关系。在电源系统分析中常用到  $\omega = 2\pi f$  的关系，幅频特性图和相频特性图的横坐标都是  $f$ ，采用对数分度，即横轴上标示的是频率  $f$ ，但它的长度实际上是  $\lg f$ 。采用对数分度的最大优点是可将很宽的频率范围清楚地画在一张图上，从而能同时清晰地表示出频率特性在低频段、中频段和高频段的情况。

频率由  $f$  变到  $2f$  的频带宽度称为 2 倍频程。频率由  $f$  变到  $10f$  的频带宽度称为 10 倍频程，记为 dec。对数幅频特性图的纵坐标表示  $20\lg |G(j\omega)|$ ，单位为 dB（分贝），采用线性分度。纵轴上 0dB 表示  $|G(j\omega)| = 1$ ，纵轴上没有  $|G(j\omega)| = 0$  的点。相频特性图纵坐标是  $\angle G(j\omega)$ ，单位是度或弧度，线性分度。由于纵坐标是线性分度，横坐标是对数分度，所以波特图绘制在单（半）对数坐标纸上。两种图按频率上下对齐，容易看出同一频率时的幅值和相角。

**例 7** 分析振荡环节的频率特性。

振荡环节的传递函数：

$$G(s) = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (0 \leq \xi < 1)$$

它的频率特性是：

$$G(j\omega) = \frac{1}{(1 - T^2\omega^2) + j2\xi T\omega}$$

$$\text{相频特性: } \angle G(j\omega) = \begin{cases} -\arctan \frac{2\xi T\omega}{1 - T^2\omega^2} \left( \omega \leq \frac{1}{T} \right) \\ -180^\circ - \arctan \frac{2\xi T\omega}{1 - T^2\omega^2} \left( \omega > \frac{1}{T} \right) \end{cases}$$

$$\text{幅频特性: } |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + (2\xi T\omega)^2}}$$

对数幅频特性为

$$20\lg |G(j\omega)| = -20\lg \sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + (2\xi T\omega)^2}$$

振荡环节的对数坐标图如图 3-26 所示。

由图可见，当  $\omega \ll \frac{1}{T}$  时，传递函数的增益为 0dB，当  $\omega \gg \frac{1}{T}$  时，增益曲线为接近斜率为  $-40\text{dB/dec}$  的直线。

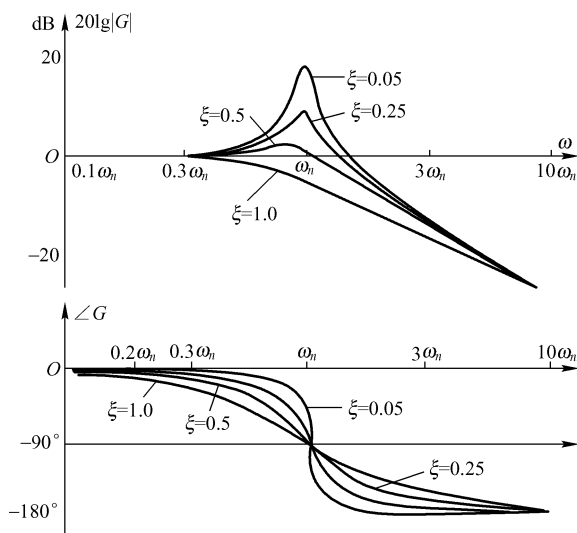


图 3-26 振荡环节的对数坐标图

### 3.5.2 相位裕度与增益（幅值）裕度

对于图 3-27 所示的闭环系统，闭环传递函数为：

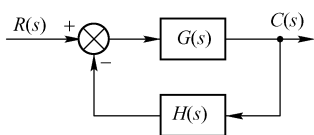


图 3-27 闭环系统方框图

$$\Phi(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

该系统的开环传递函数为  $G(s)H(s)$ ，开环频率特性为  $G(j\omega)H(j\omega)$ 。

一般采用相位裕度和幅值裕度来定量地表示系统的稳定裕度，它们也是系统的动态性能指标。开环频率特性幅值为 1 (0dB) 时所对应的频率点称为系统的幅值交越频率（也是通常所讲的截止频率），记为  $f_c$ 。开环频率特性  $G(j\omega)H(j\omega)$  在交越频率  $f_c$  处所对应的相角与负  $180^\circ$  之差（实际上也就是与  $180^\circ$  之和）称为相位裕度（相角裕度），按下式计算：

$$\gamma = \angle G(j\omega_c)H(j\omega_c) - (-180^\circ) = 180^\circ + \angle G(j\omega_c)H(j\omega_c)$$

对于开环稳定的系统，欲使闭环稳定，其相角裕度必须为正。一个良好的控制系统，通常要求  $\gamma = 40^\circ \sim 60^\circ$ 。

开环频率特性的相位等于  $-180^\circ$  时所对应的频率称为相位交越频率（注意：这里指的是相位交越频率，交越频率有幅值交越频率和相位交越频率，我们通常讲的交越频率一般指的是幅值交越频率），记为  $f_g = \frac{2\pi}{\omega_g}$ ，即

$$\angle G(j\omega_g)H(j\omega_g) = -180^\circ$$

开环幅频特性幅值的倒数称为控制系统的幅值裕度（需要注意，这里幅值裕度的定义实际上相当于 0dB 与波特图曲线在相位交越频率处的值的差），记为  $K_g$ ：

$$K_g = \frac{1}{|G(j\omega_g)H(j\omega_g)|}$$

在波特图上，幅值裕度用  $20\lg K_g = -20\lg |G(j\omega_g)H(j\omega_g)|$  dB 表示，若  $|G(j\omega_g)|$

$H(j\omega_g) | < 1$ , 则  $-20\lg | G(j\omega_g) H(j\omega_g) | > 0\text{dB}$  称幅值裕度为正。反之, 若  $| G(j\omega_g) H(j\omega_g) | > 1$ , 则  $-20\lg | G(j\omega_g) H(j\omega_g) | < 0\text{dB}$  称幅值裕度为负。幅值裕度的物理意义是, 对于闭环稳定的系统, 使系统达到临界稳定时, 开环放大系数可以达到的倍数。

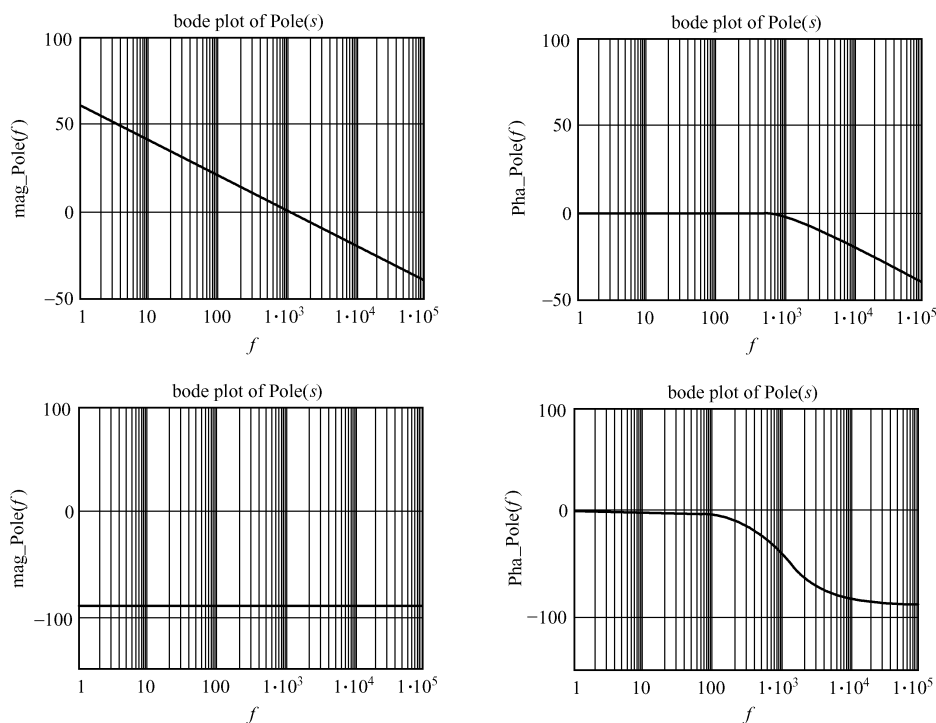
### 3.5.3 用波特图分析常见零、极点性能

#### 1. 在原点的极点, 极点在原点的频率特性图 [如图 3-28 (a) 所示]

传递函数如下:

$$\text{Pole}(s) = \frac{1}{0 + \frac{s}{2\pi f_{\text{pole\_corner}}}}$$

式中,  $f_{\text{pole\_corner}}$  为  $\text{Pole}(s)$  的交越频率 (幅值交越频率)。



(a) 极点在原点的频率特性图

(b) 极点不在原点的频率特性图

图 3-28 极点的频率特性图

增益曲线方程为:

$$\text{mag\_pole}(f) = 20\lg | \text{Pole}(j2\pi f) | \text{ dB}$$

相位方程为:

$$\text{pha\_pole}(f) = \frac{\arg(\text{Pole}(j2\pi f))}{\pi} \cdot 180^\circ$$

从图 3-28 (a) 可以看出, 在原点的极点的幅频特性为: 整个曲线以  $-20\text{dB/dec}$  衰减, 并以  $-20\text{dB/dec}$  的斜率穿越  $0\text{dB}$  线。该系统的相频特性为: 整个曲线的相位滞后为  $-90^\circ$ , 相位裕度为  $-90^\circ - (-180^\circ) = 90^\circ$ 。

## 2. 不在原点的极点，极点不在原点的频率特性图 [如图 3-28 (b) 所示]

传递函数如下：

$$\text{Pole}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{pole\_corner}}}}$$

式中， $f_{\text{pole\_corner}}$  为  $\text{Pole}(s)$  的转折频率，如图 3-28 (b) 所示。

增益曲线方程为：

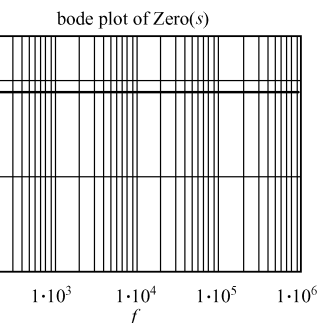
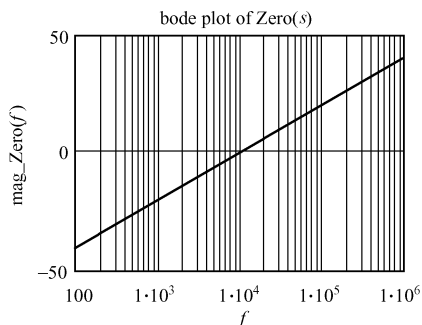
$$\text{mag\_pole}(f) = 20\lg |\text{Pole}(j2\pi f)| \text{ dB}$$

相位方程为：

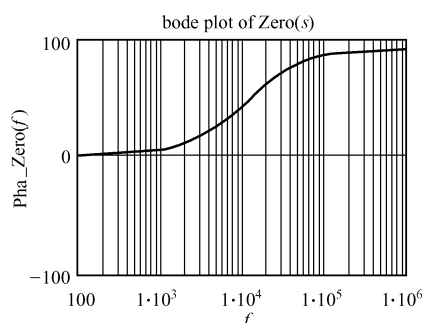
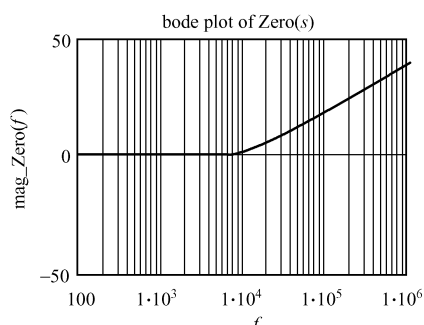
$$\text{pha\_pole}(f) = \frac{\arg(\text{Pole}(j2\pi f))}{\pi} \cdot 180^\circ$$

从图 3-28 (b) 可以看出，极点不在原点的幅频特性为：整个曲线在转折频率之后以  $-20\text{dB/dec}$  衰减。该系统的相频特性为：转折频率处相位滞后  $-45^\circ$ ， $1/10$  倍转折频率处相位为  $0^\circ$ ， $10$  倍转折频率处相位滞后为  $-90^\circ$ ，以  $-45^\circ/\text{dec}$  滞后。

## 3. 在原点的零点，零点在原点的频率特性图 [如图 3-29 (a) 所示]



(a) 零点在原点的频率特性图



(b) 零点不在原点的频率特性图

图 3-29 零点的频率特性图

传递函数如下：

$$\text{Zero}(s) = 0 + \frac{s}{2\pi f_{\text{Zero}}}$$

式中， $f_{\text{Zero}}$  为  $\text{Zero}(s)$  的交越频率，如图 3-29 (a) 所示。

增益曲线方程为：



$$\text{mag\_Zero}(f) = 20\lg | \text{Zero}(j2\pi f) | \text{ dB}$$

相位方程为：

$$\text{pha\_Zero}(f) = \frac{\arg(\text{Zero}(j2\pi f))}{\pi} \cdot 180^\circ$$

从图 3-29 (a) 可以看出，零点不在原点的幅频特性为：整个曲线以 +20dB/dec 递增。该系统的相频特性为：整个曲线相位超前 +90°，相位裕度为 270°。

#### 4. 不在原点的零点，零点不在原点的频率特性图 [如图 3-29 (b) 所示]

传递函数如下：

$$\text{Zero}(s) = 1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{Zero}}}$$

式中， $f_{\text{Zero}}$  为  $\text{Zero}(s)$  的转折频率，如图 (3-29) (b) 所示。

增益曲线方程为：

$$\text{mag\_Zero}(f) = 20\lg | \text{Zero}(j2\pi f) | \text{ dB}$$

相位方程为：

$$\text{pha\_Zero}(f) = \frac{\arg(\text{Zero}(j2\pi f))}{\pi} \cdot 180^\circ$$

从图 3-29 (b) 可以看出，零点不在原点的幅频特性为：整个曲线在转折频率之后以 +20dB/dec 递增。该系统的相频特性为：转折频率处相位超前 +90°，以 +45°/dec 超前。

实际上，对于多极点、多零点的控制系统，每增加一个零点，频率特性曲线上的斜率会增加 20dB/dec，每增加一个极点，频率特性曲线上的斜率会减小 20dB/dec。相频特性，增加零点，相位超前；增加极点，相位滞后，对于后面的零、极点补偿，一定要弄清楚零点、极点对幅频特性、相频特性带来的影响，这一点再怎么强调也不为过。

### 3.6 开关电源负反馈控制

电源反馈环可以用如图 3-30 所示的小信号等效框图描述。下面含 (s) 的项表示增益随频率变化的函数关系。

$K_{\text{EA}}(s)$ ：带补偿的误差放大器

$K_{\text{MOD}}$ ：脉宽调制

$K_{\text{PWR}}$ ：开关电源拓扑

$K_{\text{LC}}(s)$ ：输出功率滤波

$K_{\text{FB}}$ ：反馈

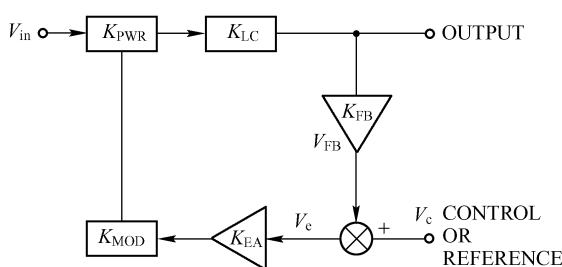


图 3-30 开关电源反馈控制框图

#### 3.6.1 开关电源环路的开环和闭环增益

开环增益  $T$ ，定义为沿着整个反馈环（这里不考虑是为了测量的开环，还是正常工作状态的闭环）的所有增益：

$$T(s) = K_{\text{EA}} \cdot K_{\text{MOD}} \cdot K_{\text{PWR}} \cdot K_{\text{LC}} \cdot K_{\text{FB}} \quad (3-36)$$

闭环增益  $G(s)$ ，定义为环路闭合情况下的输出与控制间的相互关系：

$$G(s) = \frac{1}{K_{FB}} \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (3-37)$$

在低频端，系统的开环增益  $T(s)$  通常会远大于 1，以使系统的闭环增益在低频时接近于  $\frac{1}{K_{FB}}$ ；在高频端，开环增益  $T(s)$  由于低通滤波器  $K_{LC}(s)$  的影响，会下降。开环增益  $T$  下降为 1(0dB) 的频率点定义为截止频率  $f_c$  [需要记住式 (3-36) 和式 (3-37)]。参考方程 (3-37) 和图 3-31，可以看到，在截止频率点  $f_c$  ( $T(s) = 1$ ， $90^\circ$  相位滞后) 的闭环增益下降 3dB ( $45^\circ$  相位滞后)。因而，开环的截止频率也是闭环的转折频率，在此，闭环增益  $G(s)$  开始陡然下降。(注意开环和闭环频率特性的关系，对于分析双环控制系统很有用。也能很好地理解外环电压环的带宽要远小于内环电流环的带宽，因为电压环带宽比电流环带宽小，从电压环看电流环就是一个平特性，不会存在极点的问题。)

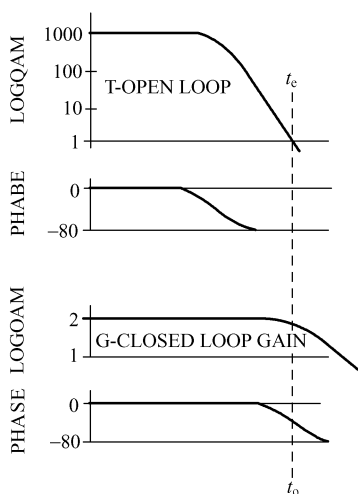


图 3-31 开环和闭环频率特性

对于电压控制电源环路，闭环增益  $G(s)$  定义为电源输出与电源参考（基准电压）的比例。 $K_{FB}$  通常为一个简单的分压比，举例：如果  $V_{ref} = 2.5V$ ， $2:1$  的分压 ( $K_{FB} = 0.5$ ， $G = \frac{1}{K_{FB}} = 2$ )，就会得到输出电压  $V_{out} = 5V$ 。在一个双环系统内（例如第 2 章中讲到的电流控制模式），内环的闭环增益可以看作是外环的开环增益的一个部件。

图 3-31 中的“增益”对于它们的输入、输出并不要求具有相同的单位。如果图 3-30 是一个电流模式控制环，“输出”是电流源，此时， $K_{FB}$  更像一个电流检测电阻。 $K_{FB}$  就可以表示为 Volts/Amp，因而，闭环增益实际上就是一个跨导 (Amps/Volt)。脉宽调制  $K_{MOD}$  的增益表达式为 d/V (duty cycle/Volt)。这些增

益单位之间的差异会被带入下一个增益单元  $K_{PWR}$ ，它的增益表达式为 V/d。

整个环路的开环增益决定了开环状态下，从环路各点引入相对于输出结果的扰动的误差大小（所有扰动的前向乘积除以整个环路的开环增益  $T$ ）。例如，没有反馈（开环，恒占空比），10% 的输入变化导致 10% 的输出变化。环路闭合之后，如果在扰动频率处（本例为直流）的  $T$  为 100，则 10% 的输入变化，其输出的变化仅为 0.1%。如果  $T$  不是 100 而是 80，相应的  $V_{out}$  的变化将是 0.125% 而不是 0.1%。然而，输出的精度直接依赖于环路反馈点的精度  $K_{FB}$ 。相应地，所有的扰动也可以后向乘积直至误差放大器的输入点。例如，对于 PWM 比较器的锯齿波 1V 的扰动，如果误差放大器的增益为 1000，则这个 1V 等效于参考电压的 1mV 误差，而且会以相同的百分比误差传递给输出。

参考图 3-31，假设开环增益曲线  $T(s)$  仅仅穿越 0dB 线一次，而且在截止频率点处的相位滞后小于  $180^\circ$ （对于任何负反馈一般都会有  $180^\circ$  的相移），这里定义的相移是指超过负反馈本身的  $180^\circ$  的任何相位滞后量。

如果在截止频率点处的相位滞后超过  $180^\circ$ ，则环路将会在截止频率处振荡。如果在截止频

率点处的相位滞后只比  $180^\circ$  低几度（即较小的相位裕量），那么系统将会是稳定的，但是在截止频率处会有相当的过冲和振铃。 $45^\circ$  的相位裕度能够保证较小的过冲和没有振铃的响应。

值得注意的是，不能超过  $180^\circ$  的相位滞后限制仅仅是在截止频率  $f_c$  处。在低于截止频率的频率处，相位滞后是允许超过  $180^\circ$  的，此时开环增益大于 1（增益曲线在 0dB 以上），这样的系统叫作条件稳定系统。但是，对于条件稳定的系统，如果环路的增益偶然下降以至截止频率点移动到了相位滞后超过  $180^\circ$  的频率处，那么条件稳定系统的稳定条件被打破，环路就会变成不稳定。这实际发生在系统出现大信号变化，例如，发生大的阶跃负载的情况。这时，系统将会波动，甚至可能不会重新恢复到稳定状态。因此，一个条件稳定系统并不是一个好的设计系统。

### 3.6.2 环路的稳定性判据

环路稳定的判据：奈奎斯特判据，如果开环增益曲线  $T(s)$  仅仅穿越 0dB 线一次，只要在增益为 1 时（0dB）整个环路的相移小于  $360^\circ$ ，环路就是稳定的。

但如果相移滞后接近  $360^\circ$ ，会产生两个问题：

（1）相移可能因为温度、负载及分布参数的变化达到  $360^\circ$  而产生振荡。

（2）接近  $360^\circ$ （相位裕度小），电源的阶跃响应（瞬时加减载）表现为强烈振荡，使输出达到稳定的时间加长，超调量增加。所以环路要留一定的相位裕量，相位裕度的最佳值为  $52^\circ$  左右，工程上一般取  $45^\circ$  以上。

这里要注意一点，就是补偿放大器工作在负反馈状态，本身就有  $180^\circ$  相移，所以留给功率部分和补偿网络的只有  $180^\circ$ 。幅值裕度不管用上面哪种补偿方式都是自动满足的，所以设计时一般不用特别考虑。由于增益曲线为  $-20\text{dB/dec}$  时，曲线引起的最大相移为  $90^\circ$ ，尚有  $90^\circ$  裕量，所以一般最后合成的整个增益曲线应该为  $-20\text{dB/dec}$  部分穿过 0dB。在低于截止频率，曲线最好有一段为  $-40\text{dB/dec}$ ，这样增益会迅速上升，低频部分增益可以很高，使电源输出的直流部分误差非常小，即电源有很好的负载线性调整率，稳定系统增益相位特性图如图 3-32 所示。在高频部分也希望能有  $-40\text{dB/dec}$

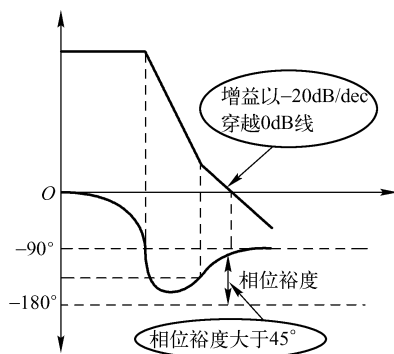


图 3-32 稳定系统增益相位特性图

的斜率下降，这样能够快速减小高频增益，对抑制高频噪声干扰有好处。

综上，稳定的开关电源环路总结如下。

（1）增益曲线以  $-20\text{dB/dec}$  穿越 0dB 线，穿过以前以  $-40\text{dB/dec}$  斜率衰减可以增加低频增益，穿过以后也最好以  $-40\text{dB/dec}$  斜率衰减，这样有利于对高频信号的抑制。

（2）相位裕度最好大于  $45^\circ$ ，（最佳值为  $52^\circ$ ）。

（3）整个环路的直流增益在低频时越高越好，由闭环增益  $G(s) = \frac{1}{K_{FB}} \frac{T(s)}{1 + T(s)}$  可知，低频开环增益越大，系统闭环增益越接近  $\frac{1}{K_{FB}}$ 。这样一是可以抑制输入电压的低频噪声，如市电 100Hz；二是可以使得输出电压相对于参考电压的直流误差减小，提高静态精度。

(4) 系统的带宽越宽，它的瞬态响应越好，对输入端信号的控制能力越强，而在另一方面，带宽越宽，对输入端的高频干扰的抑制力就会减弱，因此环路带宽的选择是个折中的考虑。环路带宽还受到以下几方面的限制：

a) 香农采样定理决定了环路带宽不可能大于  $1/2 f_s$ 。

b) 对于存在右半平面零点的电路 [如连续模式 (CCM) 工作的 flyback 线路]，右半平面零点 (RHZ) 随输入电压、负载、电感量大小而变化，几乎无法补偿，我们只有把带宽设计得远离它，一般取其  $1/4 \sim 1/5$ 。

c) 补偿放大器的带宽不是无穷大，当把环路带宽设得很高时会受到补偿放大器无法提供增益的限制，以及电容零点受温度影响等。所以一般实际带宽取开关频率的  $1/6 \sim 1/10$ 。

(5) 带宽的选择需要考虑运算放大器的工作频率，否则设计出来的补偿器有可能不工作。如果受限，则要考虑降低带宽，或者用另外一种方法，就是用两级放大器，一般控制 IC 里面有一个，次级有个 431，可以配合起来使用。

(6) 频率补偿极点的主要作用就是为了增加低频时的增益，零点可以提升环路的相位，并保证一定的带宽和足够的相位裕度。[环路补偿 (频率补偿) 时刻要想到低频增益、环路带宽、环路相位裕度。]

### 3.7 开关电源频率补偿电路

#### 3.7.1 单极点补偿，I 类补偿

如图 3-33 所示的单极点补偿电路，其传递函数为：

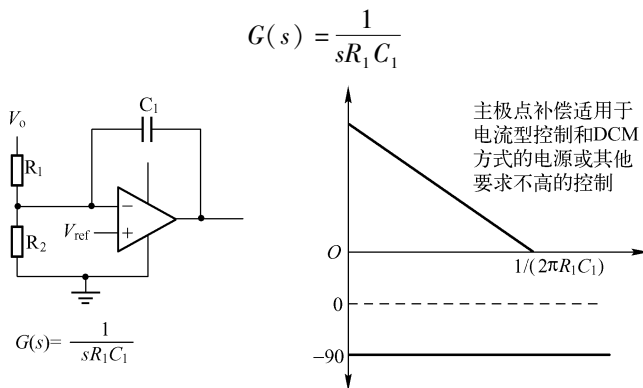


图 3-33 单极点补偿电路

求这个传递函数需要引入交流小信号等效模型，并根据“虚短”和“虚断”的概念，下同。

可见其截止频率为：

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

在低于截止频率时，增益以  $-20\text{dB/dec}$  衰减。环路的相位裕度为  $90^\circ$ ，适用于电流型控制和工作在 DCM 方式并且滤波电容的 ESR 零点频率较低的电源。其主要工作原理是把控制带宽拉低，在功率部分或加有其他补偿的部分的相位达到  $180^\circ$  以前使其增益降到  $0\text{dB}$ ，也叫主极点补偿。

### 3.7.2 双极点、单零点补偿，Ⅱ类补偿

如图 3-34 所示的双极点、单零点补偿电路，其传递函数为：

$$G(s) = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1(1 + sR_2C_2)}$$

从上式可见，该电路具有在原点的极点和在  $s = -\frac{1}{R_2C_2}$  的极点，以及一个在  $s = -\frac{1}{R_2C_1}$  的零点。从图中可以看出，此电路在增加低频增益的同时扩展了带宽，适用于功率部分只有一个极点的补偿，如所有电流型控制和非连续方式电压型控制。

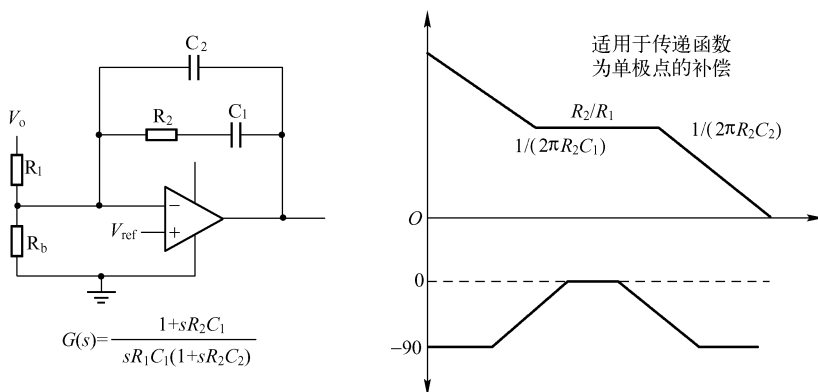


图 3-34 双极点、单零点补偿电路

图中  $R_1C_1$  形成的极点理论上在原点，但受放大器增益的限制，到不了原点，作用是提高低频增益， $R_2C_1$  形成零点，提升某一点的相位， $R_2C_2$ （忽略  $C_1$  的影响，频率较高时  $C_1$  的阻抗很小，近似于短路）形成一个高频极点，目的是衰减噪声和开关频率的影响，提高增益裕度。 $C_1$  大， $C_2$  小（是由零点在前，极点在后决定的），两者一般相差两个数量级（相差越大，环路的带宽可以越宽，实际上调节  $C_1$ 、 $C_2$  的比值就相当于调节环路的带宽）。 $C_1$  的主要作用是和  $R_2$  提升相位的（改善动态性能），当然也提高了低频增益，在保证稳定的情况下越小越好（这个由环路的增益可看出， $C_1$  越小，低频增益越高）。 $C_2$  增加了一个高频极点，降低了开关噪声干扰。

### 3.7.3 三极点、双零点补偿，Ⅲ类补偿

如图 3-35 所示的三极点、双零点补偿电路，其传递函数为：

$$G(s) = \frac{(1 + sR_2C_1)(1 + sR_1C_3)}{sR_1C_1(1 + sR_2C_2)(1 + sR_3C_3)}$$

从上式可见，该电路具有在原点的极点、在  $s = -\frac{1}{R_2C_2}$  的极点、在  $s = -\frac{1}{R_3C_3}$  的极点，以及一个在  $s = -\frac{1}{R_2C_1}$  的零点和  $s = -\frac{1}{R_1C_3}$  的零点。从图中可以看出，此电路在保证低频增益的同时可以大大扩展环路带宽。此电路适用于输出带 LC 谐振的拓扑（双极点拓扑），如所有没有用电流型控制的电感电流连续方式拓扑，电压控制模式。电压控制模式有两个极点常用此电路以改善环路的动态响应和减小输出电压纹波。（同样，根据零极点的位置关系图

可以看出,  $C_1 > C_2$ ,  $R_2 C_1 > R_1 C_3$ ,  $R_2 C_2 > R_3 C_3$ 。)

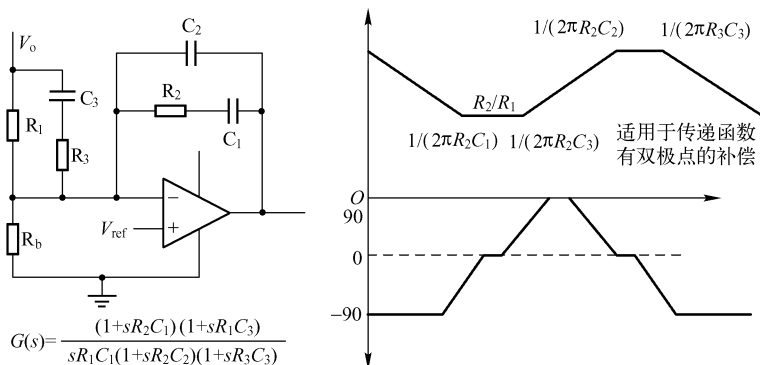


图 3-35 所示的三极点、双零点补偿电路

### 3.8 开关电源环路频率补偿设计实例

由前所述, 为了提高开关电源的稳定性和动态响应, 往往需要进行环路频率补偿设计。设计一个稳定、高性能反馈环的第一步是定义环路中除了误差放大器外的每一个元素的增益/相位特性。然后, 通过调整误差放大器的参数来补偿整个环路中其他元素的增益/相位特性, 以使整个环路满足环路稳定的条件, 同时获得足够的环路增益、带宽。主电路经常是根据应用要求设计的, 设计时一般不会提前考虑控制环路的设计。我们的前提就是假设主功率部分已经全部设计完成, 然后再进行环路设计。环路设计一般由下面几个过程组成。

(1) 画出已知部分的频响曲线。已知部分的频响曲线是指除  $K_{EA}$  (补偿放大器) 外的所有部分的乘积, 在波特图上是相加。

(2) 根据实际要求和各限制条件确定带宽频率, 即增益曲线的 0dB 频率。

(3) 根据步骤 (2) 确定的带宽频率决定补偿放大器的类型和各频率点。使带宽处 (穿越频率处) 的曲线斜率为  $-20\text{dB/dec}$ , 画出整个电路的频响曲线。在波特图上是相加。

上述过程也可利用相关软件来设计, 如 PSpice, MATLAB 等。

**例 8** 反激电源环路设计实例, 条件如下:

输入交流  $85 \sim 265\text{V}$ , 整流后为直流  $100 \sim 375\text{V}$ ;

输出  $12\text{V}/5\text{A}$ ;

初级电感量  $370\mu\text{H}$ ;

初级匝数 40T;

次级匝数 5T;

次级滤波电容  $1000\mu\text{F} \times 3 = 3000\mu\text{F}$ ;

振荡三角波幅度  $2.5\text{V}$ ;

开关频率  $100\text{kHz}$ ;

电流型控制时, 取样电阻取  $0.33\Omega$ 。

下面分电压型和峰值电流型控制来设计此电源环路。所有设计取样点在输出 LC 前面。(如果取样点在 LC 后面, 由于受 LC 谐振频率特性限制, 带宽不能很高。)

解：电流型控制，假设用 3842。除误差放大器  $K_{EA}$  外的传递函数如下：

$$G(s) = K_{MOD} \cdot (K_{PWR} \cdot K_{LC}) \cdot K_{FB} = 1 \cdot \frac{N \cdot R_o \cdot (1-D)}{R_{sense} \cdot (1+D)} \cdot \frac{(1+sCR_C) \cdot \left[1 - \frac{sL_p D}{N \cdot N \cdot R_o \cdot (1-D)^2}\right]}{1 + \frac{sCR_o}{1+D}} \cdot 1$$

式中， $D = \frac{NV_o}{V_{in} + NV_o}$ ， $N = \frac{N_p}{N_s}$  为变压器匝比， $C$  为输出电容， $R_o$  为输出负载电阻， $R_C$  为电容 ESR。图 3-36 为 3842 误差补偿部分原理图。RHZ（右半平面零点）的频率为 33kHz，为了避免其引起过多的相移，一般取带宽为其频率的 1/4 ~ 1/5，我们取 1/4 为 8kHz（确定截止频率，即环路带宽）。

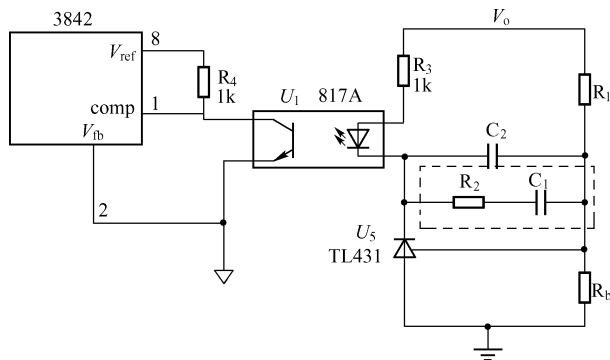


图 3-36 3842 误差补偿部分原理图

下面分两种情况介绍。

① 第一种情况，输出电容的 ESR 较大，传递函数为：

$$G(s) = 19.4 \cdot \frac{(1 + s/1225) \cdot (1 - s/33k)}{(1 + s/33)}$$

此种情况的波特图如图 3-37 所示，由于输出滤波电容的内阻 ESR 比较大，自身阻容形成的零点比较低，这样在 8kHz 处的相位滞后比较小。

图 3-37 中， $G(s)$  为除去误差补偿部分的环路增益特性曲线， $K_{EA}$  为误差补偿部分的增益特性曲线图， $G(s)$  和  $K_{EA}$  合成整个电源开环环路的增益特性曲线图。

$G(s)$  在交越频率处的相位为：

$$\text{Phase angle} = \arctan(8/1.225) - \arctan(8/0.033) - \arctan(8/33) = -22^\circ$$

从图 3-37 中还可看出  $G(s)$  曲线在交越频率 8kHz 处的增益曲线为水平，所以可以直接用单极点补偿，这样可满足这个开环增益曲线以 -20dB/dec 的斜率穿越 0dB 线，如此可以省掉图 3-36 中的  $R_2$ ， $C_1$ 。

设  $R_b$  为 5.1kΩ，则  $R_1 = [(12 - 2.5)/2.5] \cdot R_b = 19.4k\Omega$ 。8kHz 处  $G(s)$  部分的增益为  $-20 \cdot \lg(1225/33) + 20 \cdot \lg 19.4 = -5.7\text{dB}$ ，因为设计带宽为 8kHz，即 8kHz 处整个环路的增益应为 0dB，所以 8kHz 处补偿放大器增益应为 5.7dB，根据图 3-37 补偿部分曲线斜率为 -1，通过计算  $5.7 - 20 \cdot \lg(F_0/8) = 0$ ，算出  $F_0$  为 15.42， $F_0$  为补偿放大器 0dB 增益处的频率。

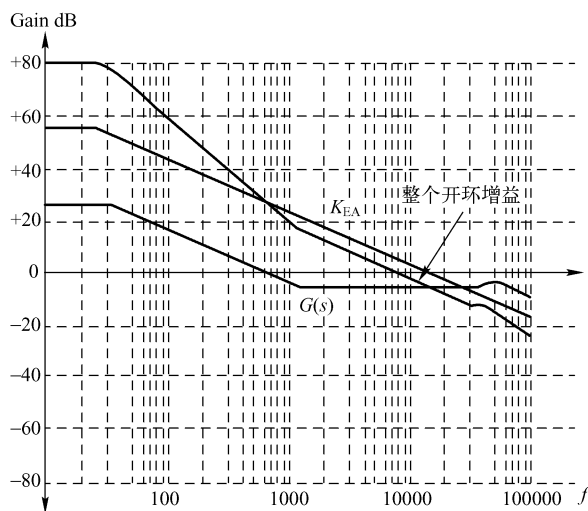


图 3-37 单极点补偿环路增益曲线特性

$$F_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = 15.42$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot 15.42} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 19.4 \cdot 15.42} = 0.53 \text{ nF}$$

由于单极点补偿系统的相位为  $-90^\circ$ ，因此经过误差补偿后整个环路的开环裕度为：

$$\text{Phase angle} = \text{phase angle } G(s) + \text{phase angle}(K_{EA}) - (-180^\circ) = -22^\circ - 90^\circ + 180^\circ = 68^\circ$$

② 第二种情况，输出电容的 ESR 较小 ( $1000\mu\text{F}/25\text{V}$ ,  $\text{ESR} = 30\text{m}\Omega$ )，传递函数为：

$$G(s) = 19.4 \cdot \frac{(1 + s/5.3\text{kHz}) \cdot (1 - s/33\text{kHz})}{(1 + s/33)}$$

输出滤波电容的等效串联电阻比较小，自身阻容形成的零点比较高，这样在交越频率  $8\text{kHz}$  处的相位滞后比较大。

$G(s)$  在截止频率  $8\text{kHz}$  处的相位为：

$$\text{Phase angle} = \arctan(8/5.3) - \arctan(8/0.033) - \arctan(8/33) = -47^\circ$$

根据相位，如果还用单极点补偿，相位滞后  $90^\circ$  ( $-90^\circ$ )，则截止频率处整个环路的相位裕度为  $180^\circ - 90^\circ - 47^\circ = 43^\circ$ ，偏小。因此采用 II 型补偿来提升相位裕度，也就是需要加上图 3-36 中的  $R_2$ 、 $C_1$ 。

图 3-38 为双极点、单零点的环路补偿增益特性曲线图。三个点的选取，第一个极点在原点，第一个零点一般取在带宽的  $1/5$  左右，这样在带宽处提升相位  $78^\circ$  左右，此零点越低，相位提升越明显，但太低就降低了低频增益，使输出调整率降低，此处我们取  $1.6\text{kHz}$ 。第二个极点的选取一般用来抵消 ESR 零点或 RHZ 零点引起的增益升高，保证增益裕度。用它来抵消 ESR 零点，使带宽处保持  $-20\text{dB/dec}$  的形状，取误差放大器补偿的极点频率为  $5.3\text{kHz}$ ，数值计算：

$8\text{kHz}$  处  $G(s)$  部分的增益为：

$$-20 \cdot \lg(5300/33) + 20 \cdot \lg 19.4 = -18\text{dB}$$

因为带宽为  $8\text{kHz}$ ，即最后合成增益曲线  $8\text{kHz}$  处为  $0\text{dB}$ ，所以  $8\text{kHz}$  处补偿放大器增益应为  $18\text{dB}$ ， $5.3\text{kHz}$  处误差补偿放大器的增益  $= 18 + 20\lg(8/5.3) = 21.6\text{dB}$ 。



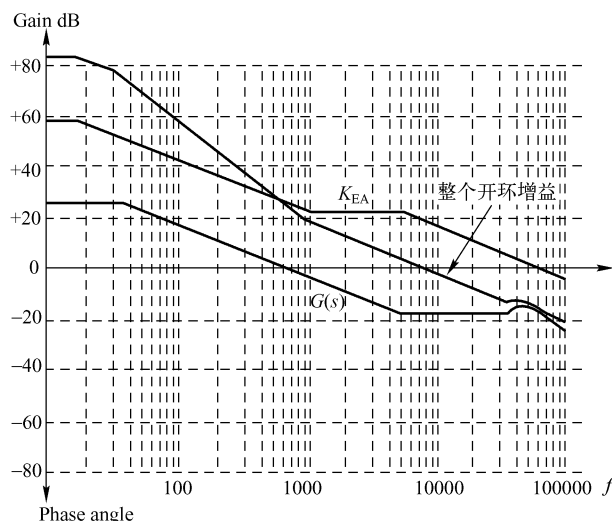


图 3-38 双极点、单零点的环路增益特性曲线图

水平部分增益  $= 20 \lg R_2/R_1 = 21.6$  推出  $R_2 = 12 \cdot R_1 = 233 \text{ k}\Omega$  ( $R_1$  如前为  $19.4 \text{ k}\Omega$ )

$f_{p2} = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_2 C_2)$  推出  $C_2 = 1/(2 \cdot 3.14 \cdot 233 \cdot 5.3) = 127 \text{ pF}$

$f_{z1} = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_2 C_1)$  推出  $C_1 = 1/(2 \cdot 3.14 \cdot 233 \cdot 1.6) = 0.427 \text{ nF}$

补偿后的相位为：

$$\text{Phase angle} = -47 - 90 + \arctan(8/1.6) - \arctan(8/5.3) = -115^\circ$$

整个环路的相位裕度为：

$$-115^\circ + 180^\circ = 65^\circ$$

整个环路开环增益曲线以  $-20 \text{ dB/dec}$  穿越  $0 \text{ dB}$  线。同时从图 3-38 可以看到环路的低频增益很高，有利于环路的稳定和减小稳态误差。

**例 9** 电压控制型环路设计实例。

**解：**同样，设计环路带宽为  $8 \text{ kHz}$ ，除去误差补偿放大器的传递函数如下：

$$G(s) = V_o/V_e = K_{\text{MOD}} \cdot (K_{\text{PWR}} \cdot K_{\text{LC}}) \cdot K_{\text{FB}} = \frac{1}{V_{\text{EA}}} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{N \cdot (1-D)^2} \cdot \frac{(1+sCR_c) \cdot \left[1 - \frac{sL_p D}{N^2 \cdot R_o \cdot (1-D)^2}\right]}{1 + \frac{s}{W_o \cdot Q} + \frac{s^2}{W_o^2}} \cdot 1 \quad (3-38)$$

式中， $D = NV_o/(V_{\text{in}} + NV_o)$ ， $C$  为输出电容， $R_o$  为负载电阻， $R_c$  为电容 ESR， $W_o = \frac{N \cdot (1-D)}{\sqrt{L_p \cdot C}}$ ，

$Q = \frac{(1-D) \cdot NR_o}{\sqrt{L_p/C}}$ ，高频  $1000 \mu\text{F}$  电容的 ESR： $R_c = 30 \text{ m}\Omega$ 。因此，由式 (3-38) 可以得到：

$$G(s) = V_o/V_e = 26 \cdot \frac{(1+s/5.3\text{k}) \cdot (1-s/33\text{k})}{1 + \frac{s}{4 \cdot 3799} + \left[\frac{s}{3799}\right]^2}$$

$$f_o = 3799/(2 \cdot \pi) = 605 \text{ Hz}$$

$f_o$  为 LC 谐振频率, 注意  $Q$  值并不是计算值, 而是经验值, 因为计算的  $Q$  无法考虑 LC 串联回路的损耗 (相当于电阻), 包括电容 ESR、二极管等效内阻、漏感和绕组电阻及趋肤效应等。在实际电路中  $Q$  值几乎不可能大于 4。由于输出有 LC 谐振, 在谐振点相位变动很剧烈, 会很快接近  $180^\circ$ , 所以需要用Ⅲ型补偿放大器 (三极点、双零点补偿) 来提升相位。补偿增益特性图如图 3-39 所示。

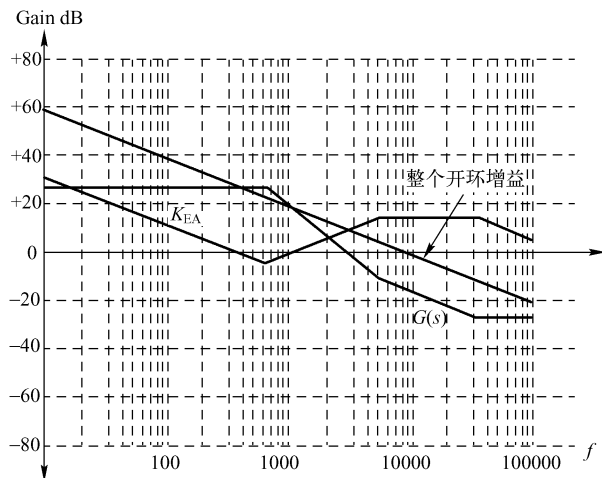


图 3-39 电压控制环路Ⅲ型补偿增益特性图

其零、极点放置原则是这样的, 在原点有一极点来提升低频增益, 在双极点处放置两个零点, 这样在谐振点的相位为  $-90^\circ + (-90^\circ) + 45^\circ + 45^\circ = -90^\circ$ 。在输出电容的 ESR 处放一极点来抵消 ESR 的影响, 在 RHZ 处放一极点来抵消 RHZ 引起的高频增益上升。对于元件数值的计算, 为方便把Ⅲ型补偿的图重画, 如图 3-40 所示。

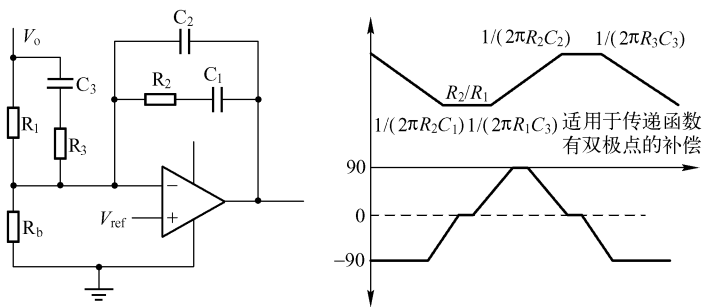


图 3-40 电压型控制环路Ⅲ型补偿

Ⅲ型补偿电路误差放大补偿的增益为:

$$G_1(s) = \frac{(1 + sR_2C_1)(1 + sR_1C_3)}{sR_1C_1(1 + sR_2C_2)(1 + sR_3C_3)}$$

先计算功率部分 8kHz 处的增益:  $R_b = 5.1\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 19.4\text{k}\Omega$ 。

$$26 - 40\lg(5.3/0.605) - 20\lg(8/5.3) = -15.3\text{dB} \text{ (根据 } G(s) \text{)}$$

要得到 8kHz 带宽, 误差补偿放大器在 8kHz 处, 即平顶部分的增益应为 15.3dB。

双零点处的增益为:

$$15.3 - 20\lg(5.3/0.605) = -3.6\text{dB}$$

从补偿图上可知, 此处增益为  $20\lg(R_2/R_1) = -3.6\text{dB}$ , 得出:  $R_2 = 1.51 \cdot R_1 = 29.3\text{k}\Omega$ 。  
同时有

$$\frac{1}{2\pi R_1 C_3} = 605 \Rightarrow C_3 = 13.6\text{nF}$$

$$\frac{1}{2\pi R_3 C_3} = 33\text{k} \Rightarrow R_3 = 355\Omega$$

$$\frac{1}{2\pi R_2 C_1} = 605 \Rightarrow C_1 = 9\text{nF}$$

$$\frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 5.3\text{k} \Rightarrow C_2 = 1\text{nF}$$

核算交越频率  $8\text{kHz}$  处的相位:

$$\begin{aligned} & -180 + \arctan(8/5.3) - \arctan(8/33) + [-90^\circ + 2 \cdot \arctan(8/0.605) \\ & - \arctan(8/5.3) - \arctan(8/33)] = -126^\circ \end{aligned}$$

相位裕量:

$$180^\circ - 126^\circ = 54^\circ$$

## 本章总结

为了提高开关电源的环路稳定性以及动态响应特性, 需要对开关电源进行环路补偿设计。环路补偿的原则如下。

1. 根据环路功率部分开环增益特性, 可以通过选择合适的零极点补偿设计得到较低的稳态误差和良好的电源动态响应性能。
2. 极点可以用于提高低频增益, 抵消高频零点带来增益上升的作用。
3. 零点可以提升环路相位裕度, 扩展环路带宽, 改善环路的动态响应性能。如果电源是动态时输出电压振荡多次才能稳定下来, 说明环路的开环相位裕度偏小。
4. 环路补偿设计的最终目的是为了让整个电源环路有足够的带宽和低频增益, 并且要求整个环路开环时增益特性曲线以  $-20\text{dB/dec}$  穿越  $0\text{dB}$ , 同时整个环路的开环相位裕度介于  $45^\circ$  到  $90^\circ$  之间。

具体环路频率补偿的设计方法如下。

1. 根据电路功率部分及控制方式, 写出开环除误差放大器之外的开环传递函数  $G(s)$ 。绘出  $G(s)$  波特图。
2. 根据电源开关频率, 选择合适的带宽。
3. 根据  $G(s)$  的增益、相位特性、零极点情况, 依据前述环路补偿原则, 选择合适的频率补偿电路, I 型补偿为单极点补偿, 可以提高带宽, 并使环路增益在  $180^\circ$  相位之前降到  $0\text{dB}$ ; II 型补偿为双极点、单零点补偿; III 型补偿为三极点、双零点补偿。
4. 根据  $G(s)$  特性和频率补偿电路, 计算出频率补偿的各元件参数, 绘出频率补偿电路波特图。
5.  $G(s)$  波特图上叠加频率补偿部分波特图, 即为整个环路波特图。
6. 复核截止频率处的相位裕度。相位裕度要求大于  $45^\circ$ 。

# 第 4 章 开关电源中的电感变压器

## 4.1 电磁基本知识

### 4.1.1 基本概念和定律

磁化：使磁性材料具有磁性的过程称为磁化。

磁畴：磁性材料中电子运动形成一个个小的磁体，这些小磁体在晶格中排列在一个方向，形成一个个小的磁区域，即磁畴。

电流和磁场是不可分割的，即磁场是电流产生的，而电流总是被磁场所包围。运动电荷或载流导体产生磁场。将单位长度的导线放在均匀的磁场中，通过单位电流所受到的力的大小来表示磁场的强弱，这即磁感应强度（ $\dot{\mathbf{B}}$ ）的定义。

$$\dot{\mathbf{B}} = \dot{\mathbf{F}} / (\dot{\mathbf{I}} l) \quad (4-1)$$

$\dot{\mathbf{B}}$  是一个矢量。力  $\dot{\mathbf{F}}$ 、电流  $\dot{\mathbf{I}}$  和磁感应强度  $\dot{\mathbf{B}}$  三者之间是正交关系。载流导体在磁场中受力通常用左手定则确定。运动电荷或载流导体产生磁场，通常用右手定则确定。 $\dot{\mathbf{B}}$  的单位在国际单位制（SI）中是特斯拉（Tesla），简称特，代号为 T。在电磁单位制（CGS）中为高斯，简称高，代号为 Gs。两者的关系为  $1\text{T} = 10^4\text{Gs}$ 。

磁通量（磁通）：垂直通过一个截面的磁力线总量称为该截面的磁通量，简称磁通，用  $\Phi$  表示。

$$\Phi = \int d\Phi = \int B \cos\alpha dA \quad \text{或} \quad \Phi = \int \dot{\mathbf{B}} d\dot{\mathbf{A}} \quad (4-2)$$

式中， $d\Phi$  为通过单元  $d\dot{\mathbf{A}}$  截面积的磁通； $\alpha$  为截面的法线与  $\dot{\mathbf{B}}$  的夹角。

在一般磁芯变压器和电感中，给定结构磁芯截面上，或端面积相等的气隙端面间的磁场  $\dot{\mathbf{B}}$  基本上是均匀的，则磁通可表示为

$$\Phi = BA \quad (4-3)$$

磁通是一个标量。它的单位在 SI 制中为韦伯，简称韦，代号为 Wb，在 CGS 单位制中磁通单位为麦克斯韦，简称麦， $1\text{Mx} = 10^{-8}\text{Wb}$ 。

### 4.1.2 高斯定理

高斯定理的定义：对于磁场内任意闭合曲面，进入该曲面的磁力线数应当和穿出该曲面的磁力线数相等，所以穿过闭合曲面的磁通总和为零。

磁通是连续的，而且不可能被“绝缘”，因此，对于磁芯来讲，如果不考虑散磁和漏

磁的情况下，磁芯不同截面积上的磁通相等，磁感应强度相等，磁感应强度不会突变；如果磁芯有气隙，或者磁芯的导磁率不相等，则磁芯各处的磁场强度并不相等，存在突变。气隙由于磁导率最低，磁场强度最大，磁场能量主要存储在气隙中。

### 1. 磁介质的磁导率 ( $\mu$ ) 和磁场强度 ( $\dot{H}$ )

电流产生磁场，但电流在不同的介质中产生的磁感应强度是不同的。为了表征这种特性，将不同的磁介质用一系数  $\mu$  来考虑， $\mu$  称为介质的磁导率，表征物质的导磁能力。在介质中， $\mu$  越大，介质中磁感应强度  $\dot{B}$  就越大。

真空中的磁导率一般用  $\mu_0$  表示。空气、铜、铝和绝缘材料等非磁材料的磁导率和真空磁导率大致相同。而铁、镍、钴等铁磁材料及其合金的磁导率都比  $\mu_0$  大  $10 \sim 10^5$  倍。

最初，将真空磁导率  $\mu_0$  定位 1，其他材料的磁导率实际上是真空导磁率的倍数，这样影响到一些基本关系式的表达，就是在公式中经常出现  $4\pi$ ，现在英美还在应用，这就是非标准单位制 (CGS) 制的由来。但是，近代物理经过测试，实际真空磁导率  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \dot{H}/m$ 。因此，其他材料的实际磁导率应当是原先磁导率乘以  $\mu_0$ 。由于  $\mu_0$  中包含了  $4\pi$ ，这样在所有表达电磁关系的公式中便没有了  $4\pi$ ，形成了所谓的合理化单位制 (MKS)。将其材料磁导率高于真空磁导率的倍数称为相对磁导率  $\mu_r$ 。

### 2. 磁场强度 ( $\dot{H}$ )

用磁导率表征介质对磁场的影响后，磁感应强度  $\dot{B}$  与  $\mu$  的比值只与产生磁场的电流有关。磁场中某点的  $\dot{B}$  与该点的  $\mu$  的比值定义为该点的磁场强度  $\dot{H}$ ，即

$$\dot{H} = \frac{\dot{B}}{\mu} \quad (4-4)$$

$\dot{H}$  也是矢量，其方向与  $\dot{B}$  相同。

需要指出，不同的介质由于磁导率  $\mu$  不一样， $\dot{H}$  在边界处发生突变。某点磁场强度的大小，并不代表该点磁场的强弱，代表磁场强弱的是磁感应强度  $\dot{B}$ 。比较确切地说，矢量  $\dot{H}$  是外加的磁化强度。引入  $\dot{H}$  主要是为了便于磁场的分析计算。

#### 4.1.3 安培环路定律

安培发现在电流产生的磁场中，矢量  $\dot{H}$  沿任意闭合曲线的积分等于此闭合曲线所包围的所有电流的代数和 (安培环路定律如图 4-1 所示)，即

$$\oint \dot{H} d\dot{l} = \oint H \cos \alpha d\dot{l} = \sum I \quad (4-5)$$

如果假设  $H$  沿曲线  $l$  的值是相等的，则式 (4-5) 可以写成：

$$\sum I = NI = Hl$$

在 SI 制中磁场强度的单位为安/米，代号为 A/m；在 CGS 制中为奥斯特，代号为 Oe，它和 A/m 之间的关系为

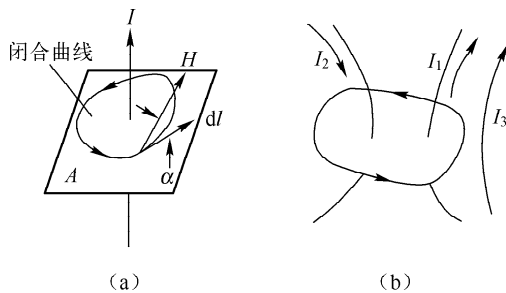


图 4-1 安培环路定律

$$1 \text{ A/m} = 1 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm} = 0.4\pi \cdot 10^{-2} \text{ Oe}$$

磁动势：线圈电流和匝数的乘积  $IN$  称为磁动势。

磁链： $\psi = N\Phi$  是各线圈匝链的总磁通，称为磁链。

#### 4.1.4 法拉第定律

法拉第定律：感应电动势的大小正比于磁通的变化率。

可见，法拉第定律只说明感应电动势与磁通变化率之间的关系，并没有说明感应电动势的方向。

楞次定律：电流产生的磁通总是阻止磁通的变化，即

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\psi}{dt} \quad (4-6)$$

楞次定律阐明了变化磁通与感应电势产生的感生电流之间在方向上的关系。即这种关系是阻止其变化。感生电流企图保持磁场现状的特性，正表现了磁场的能量性质。因此，楞次定律也称为磁场的惯性定律。法拉第定律和楞次定律总称为电磁感应定律。

#### 4.1.5 磁路的基本知识

从磁场基本原理知道，磁力线或磁通总是闭合的。磁通和电路中的电流一样，总是在低磁阻的通路流通，高磁阻通路磁通较少。凡是磁通（或磁力线）经过的闭合路径称为磁路。

##### 1. 磁路的欧姆定律

$$F = NI = Hl = \frac{Bl}{\mu} = \frac{\Phi}{\mu A} l = \Phi R_m \quad \text{或} \quad \Phi = F/R_m \quad (4-7)$$

式中， $F = NI$  是磁动势，而  $R_m = \frac{l}{\mu A}$ ，称为磁路的磁阻，与电阻的表达式相似，正比于磁路的长度  $l$ ，反比于截面积  $A$  和材料的磁导率  $\mu$ 。磁阻的倒数为磁导：

$$G_m = \frac{1}{R_m} = \frac{\mu A}{l} \quad (4-8)$$

沿某一方向的任意闭合回路的磁势的代数和等于磁压降的代数和：

$$\sum IN = \sum Hl \quad \text{或} \quad \sum IN = \sum \Phi R$$

##### 2. 磁场的高斯定理

磁路中任意节点的磁通之和等于零， $\sum \Phi = 0$ ，即穿过任何闭合曲面的磁通之和为零。

由于不存在磁“绝缘”材料，磁路周围介质（例如空气）的磁导率只比组成磁路的材料的磁导率低几个数量级，因此，磁导体周围空气形成磁路的一部分，有相当部分磁通从磁芯材料路径中发散出来，并通过外部空气路径闭合，称为散磁通。

如果是交流激励的磁场，在其周围有导体，在导体中产生涡流效应，涡流对激励线圈来说相当于一个变压器次级，涡流产生的磁通对主磁通产生影响，磁场分布就会变得很复杂。

如果电路中两点之间有电位差，就可能在两点之间产生电流。同理，在磁路中两点之间有磁位差，在两点之间就可能产生磁通。

等截面均匀绕线的环形磁芯如图 4-2 (a) 所示，其任意点间没有磁位差，即等磁位。这样由于没有磁位差，在环外不会有任何散磁通，磁力线局限于导磁体内。

集中绕线的等截面环形磁芯如图 4-2 (b) 所示，散磁通  $\phi_\sigma$  是部分通过磁芯经过周围空气路径闭合的磁通，如果是电感线圈，它是电感磁通的一部分；如果是变压器， $\phi_\sigma$  可能是主磁通的一部分。

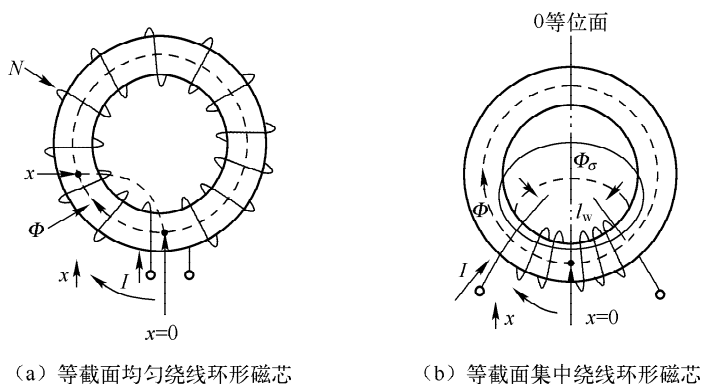


图 4-2 不带气隙磁芯的磁路

图 4-3 (a) 为等截面有气隙为  $\delta$  的环形磁芯线圈，线圈磁势降落在磁芯和气隙两部分：

$$F = IN = H_c l + H_\delta \delta \quad (4-9)$$

式中， $H_c$  和  $H_\delta$  分别为磁芯和气隙的磁场强度。虽然气隙不大，因磁芯磁导率比空气磁导率大得多，所以，气隙磁场强度  $H_\delta$  比磁芯磁场强度  $H_c$  大得多。因此， $H_\delta \delta$  占有总磁势非常大的比例（能量主要存在气隙中）。

如果将集中对称线圈放置气隙正对面（图 4-3 (b)），可以看到，在大部分磁通路径上，磁位差很大，集中绕线比均匀绕线分布具有更大的散磁。

如果将集中对称线圈放置气隙上，在绕线长度上磁势大部分降落在气隙上，在线圈以外的磁芯上磁位差很小，散磁也很小。

### 3. 气隙磁芯的磁导计算

如果气隙相对端面尺寸很小（ $<5\%$ ），可以忽略散磁，认为磁芯气隙端面面积就是气隙截面积。因此气隙磁导：

$$G_\delta = \frac{\mu_0 A}{\delta} \quad (4-10)$$

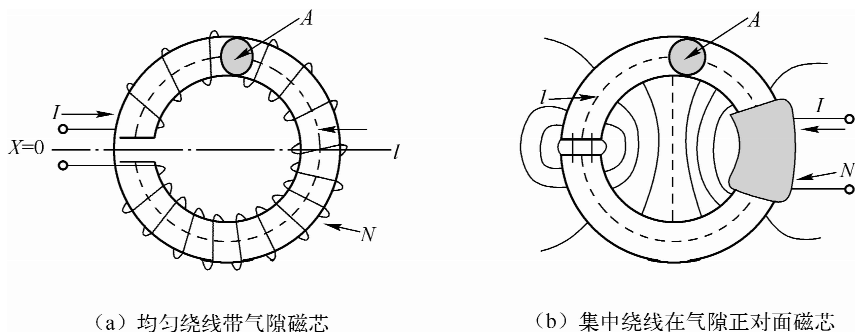


图 4-3 带气隙磁芯磁场

当气隙相对端面尺寸较大时，磁通不仅经过磁芯端面，而且还通过气隙的边缘、尖角、气隙附近的磁芯表面流通，这些磁通通常称为边缘磁通。端面磁导仍然可按式（4-10）计算。但边缘磁通计算十分复杂，比如有有限元分析法、经验公式法等，本书不详述，有兴趣者可以参考有关这方面的书籍文献。

综上可得出如下结论。

(1) 磁路与电路形式上相同，但是磁阻与电阻不同，磁阻中没有像电路里确实有电子流动的物质，它不消耗能量。

(2) 磁场没有“绝缘”体，只能将其短路，不可能被绝缘。磁路周围的非磁材料包括空气是磁路的一部分，总会存在散磁和漏磁。

(3) 磁芯气隙是磁路的一部分。气隙附近存在边缘磁通，气隙越大，边缘磁通影响越大。

## 4.2 材料磁化的基本知识

在线圈中加入磁芯后，将磁通限制在低磁阻的磁芯内，用较小激励电流，就能产生比没有磁芯时大得多的磁通。因此，加磁芯的基本目的是为链合或耦合两个或多个磁单元的磁通，提供容易通过的路径，将磁源和磁“负载”连接起来，减少磁元件的体积。在实际变压器中，磁源是初级线圈，磁负载是次级线圈（绕组）。初级线圈与次级线圈通过磁耦合，并适当调节匝比得到不同的电压。

### 4.2.1 磁性材料的磁化

物质的磁化需要外磁场。相对外磁场而言，被磁化的物质称为磁介质。将铁磁物质放到磁场中，磁感应强度显著增大。磁场使得铁磁物质呈现磁性的现象称为铁磁物质的磁化。铁磁物质之所以能被磁化，是因为这类物质不同于非磁物质，在其内部有许多自发激化的小区域——磁畴。在没有外磁场作用时，这些磁畴排列的方向是杂乱无章的，小磁畴间的磁场相互抵消，整个磁介质对外不呈现磁性。如给磁性材料加外磁场，例如将铁磁材料放在一个载流线圈中，在电流产生的外磁场作用下，材料中的磁畴顺着磁场方向转动，加强了材料内的磁场。随着外磁场加强，转到外磁场方向的磁畴就越来越多，与外磁场同向的磁感应强度就越强。这就是说材料被磁化了。



**磁性物质的磁化过程** 如将完全无磁状态的铁磁物质放在磁场中，磁场强度从零逐渐增加，测量铁磁物质的磁通密度  $B$ ，得到磁通密度和磁场强度  $H$  之间的关系，并用  $B-H$  曲线表示，该曲线称为磁化曲线，如图 4-4 (a) 所示。没有磁化的磁介质中磁畴完全是杂乱无章的，所以对外界不表现磁性。当磁介质置于磁场中，外磁场较弱时，随着磁场强度增加，与外磁场方向相差不大的那部分磁畴逐渐转向外磁场方向，磁感应强度  $B$  随外磁场增加而增加（图 4-4 (a) 中  $Oa$  段）。如果将外磁场  $H$  逐渐减小到零， $B$  仍能沿  $aO$  回到零，即磁畴发生了“弹性”转动，因此，这个磁化过程是可逆的。

当外磁场继续增大时，与外磁场方向相近的磁畴已经趋向于外磁场方向，那些与磁场方向相差较大的磁畴克服“摩擦”，也开始转向外磁场方向，因此磁感应强度  $B$  随  $H$  增大急剧上升，如磁化曲线  $ab$  段。如果把  $ab$  段放大了看，曲线呈阶梯状，说明磁化过程是跳跃式进行的。如果这时减小外磁场， $B$  将不再沿  $ba$  段回到零，这个磁化过程是不可逆的。

磁化曲线到达  $b$  点后，大部分磁畴已趋向了外磁场，从此再增加磁场强度，可转动的磁畴越来越少了，故  $B$  值增加的速度变缓。 $b$  点附近这段磁化曲线称为磁化曲线膝部。从  $b$  进一步增大磁场强度，只有很少的磁畴可以转向，因此磁化曲线缓慢上升，直至基本停止上升（ $c$  点），材料磁性能进入所谓饱和状态，随磁场强度增加  $B$  增加很少，该段磁化曲线称为饱和段。这段磁化过程也是不可逆的。当磁场强度很大时，磁化强度达到最大值，即饱和，不过即使磁芯饱和，单磁芯所占空间的磁感应强度不会饱和，仍继续增大。合成磁化曲线随着磁场强度  $H$  增大， $B$  仍有增加。但是饱和后磁芯的有效磁导率降低，趋向于真空磁导率，电感会骤然降低，失去阻滞电流变化的能力。

从材料的零磁化状态磁化到饱和的磁化曲线通常称为初始磁化曲线。

### 4.2.2 饱和磁滞回线和基本参数

如果将铁磁物质沿磁化曲线  $OS$  由完全去磁状态转化到饱和  $B_s$ （如图 4-4 (b) 所示），此时若将外磁场  $H$  减小， $B$  值将不在按照原来的初始磁化曲线（ $OS$ ）减小，而是更加缓慢地沿较高的  $B$  减小，这是因为发生刚性转动的磁畴保留了外磁场方向。即使外磁场  $H=0$ ， $B \neq 0$ ，即尚有剩余的磁感应强度  $B_r$  存在。这种磁化曲线与退磁曲线的不重合特性称为磁化的不可逆性。磁感应强度  $B$  的改变滞后于磁场强度  $H$  的现象称为磁滞现象。

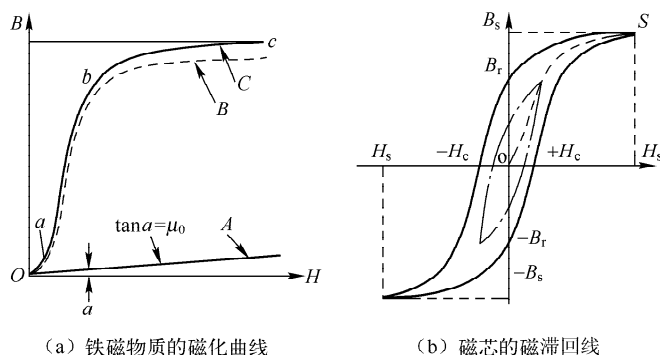


图 4-4 铁磁物质的磁化

如要使  $B$  减小, 必须加一个与原磁场方向相反的磁场强度  $-H$ , 当这个反向磁场强度增加到  $-H_c$  时, 才能使磁介质中  $B=0$ 。这并不意味着磁介质恢复了杂乱无章状态, 而是一部分磁畴仍保留原磁化磁场方向, 而另一部分在反向磁场作用下改变为外磁场方向, 两部分相等时, 合成磁感应强度为零。

如果再继续扩大反向磁场强度, 铁磁物质中反转的磁畴增多, 反向磁感应强度增加, 随着  $-H$  值的增加, 反向的  $B$  也增加。当反向磁场强度增加到  $-H_s$  时, 则  $B = -B_s$  达到反向饱和。如果使  $-H=0$ ,  $B = -B_r$ , 要使  $-B_r$  为零, 必须加正向  $H_c$ 。如  $H$  再增大到  $H_s$  时,  $B$  达到最大值  $B_s$ , 磁介质又达到正向饱和。这样磁场强度由  $H_s \rightarrow 0 \rightarrow -H_c \rightarrow -H_s \rightarrow 0 \rightarrow H_c \rightarrow H_s$ , 相应地, 磁感应强度由  $B_s \rightarrow B_r \rightarrow 0 \rightarrow -B_s \rightarrow -B_r \rightarrow 0 \rightarrow B_s$ , 形成了一个对原点  $O$  对称的回线 (图 4-4 (b)), 称为饱和磁滞回线或最大磁滞回线。

磁芯材料特征参数如下。

(1) 饱和磁感应强度,  $B_s$

是在指定温度 ( $25^\circ\text{C}$  或  $100^\circ\text{C}$ ) 下, 用足够大的磁场强度磁化磁性物质时, 磁化曲线达到接近水平时, 不再随外磁场增大而明显增大 (对于高磁导率的软磁材料, 在  $\mu_r = 100$  处) 对应的  $B$  值。

(2) 剩余磁感应强度,  $B_r$

铁磁物质磁化到饱和后, 又将磁场强度下降到零时, 铁磁物质中残留的磁感应强度, 即为  $B_r$ , 称为剩余磁感应强度, 简称剩磁。

(3) 矫顽力,  $H_c$

铁磁物质磁化到饱和后, 由于磁滞现象, 要使磁介质中  $B$  为零, 需有一定的反向磁场强度  $-H$ , 此磁场强度称为矫顽力  $H_c$ 。

当用小于  $H_s$  的不同的磁场强度磁化铁磁材料时, 此时  $B$  与  $H$  的关系为饱和磁滞回线以内的一族磁滞回线。各磁滞回线上的剩磁感应和矫顽力将小于饱和时的  $B_r$  和  $H_c$ 。如果要使具有磁性的材料恢复到去磁状态, 用一个高频磁场对材料磁化, 并逐渐减小磁场强度  $H$  到 0, 或将材料加到居里温度以上即可去磁。

应当指出的是, 材料的磁化曲线是环形等截面试样的磁特性, 各种磁芯型号尽管磁芯材质与试样相同, 但磁化特性因结构形状不同而不相同。如果磁滞回线很宽, 即  $H_c$  很高, 需要很大的磁场强度才能将磁材料磁化到饱和, 同时需要很大的反向磁场强度才能将材料中磁感应强度下降到零, 也就是说这类材料磁化困难, 去磁也困难, 我们称这类材料为硬磁材料。如铁镍钴、钐钴、钕铁硼合金等永久磁体, 常用于电机激磁和仪表产生恒定磁场。这类材料磁化曲线宽, 矫顽力高。

另一类材料在较弱外磁场作用下, 磁感应强度达到很高的数值, 同时有很低的矫顽磁力, 即既容易磁化, 又很容易退磁。我们称这类材料为软磁材料。开关电源主要应用软磁材料, 如铁氧体、铁镍软磁合金、铁硅铝等。实际上, “软磁” 不是材料的质地柔软, 而是容易磁化而已。软磁材料都是既硬又难加工的材料。如铁氧体, 既硬且脆, 是开关电源中主要应用的软磁材料。

(4) 复数磁导率损耗因数,  $\tan\delta$

在交变磁场作用下, 磁性材料会被反复磁化。设交变磁场为:

$$H = H_m e^{j\omega t}$$

由于磁性材料的磁滞现象，在交变磁场中的磁感应强度  $B$  总落后外磁场  $H$  一个相角，因此：

$$B = B_m e^{j(\omega t - \delta)}$$

根据磁导率定义，有

$$\mu_r = \frac{B_m e^{j(\omega t - \delta)}}{H_m e^{j\omega t}} = \frac{B_m}{H_m} e^{-j\delta} = \frac{B_m}{H_m} (\cos\delta - j\sin\delta) = \mu' - j\mu''$$

可见，交变磁场中磁性材料的磁导率不再是实数而是复数，此时的磁导率也为复数磁导率。其实数部分正比于能量的存储，它表征磁化时的可逆过程，构成磁性材料的电感，虚数部分正比于磁能的损耗，它表征磁化时的非可逆过程，构成磁性材料的阻抗。 $B$  落后于  $H$  的相位差  $\delta$  称为损耗角。损耗角正切值为损耗因数。

损耗因数是磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗三者之和，因此也可以用下式来表示：

$$\tan\delta = \tan\delta_h + \tan\delta_e + \tan\delta_r$$

损耗因数也可用电阻和电抗之类来表示：

$$\tan\delta = (R_m) / (\omega L) = (R_{\text{eff}} - R_w) / (\omega L)$$

式中， $\tan\delta_h$  为磁滞损耗因数， $\tan\delta_e$  为涡流损耗因数， $\tan\delta_r$  为剩余损耗因数， $R_m$  为磁芯损耗的等效电阻， $R_{\text{eff}}$  为包括磁芯损耗的总电阻， $R_w$  为线圈电阻。

#### (5) 品质因素 $Q$

品质因数为损耗因数的倒数：

$$Q = 1 / \tan\delta = \omega L / R_m$$

装有磁芯线圈的品质因数可表示为：

$$Q_e = (\omega L) / R_{\text{eff}}$$

品质因数  $Q$  是总损耗角正切  $\tan\delta$  的倒数，它等于线圈电感阻抗的感抗分量与其有效电阻之比。品质因素的物理意义：品质因数  $Q$  是衡量回路储能与耗能相对大小的一个重要参数，只决定于电路的结构和元件参数，与电路的频率或性质无关。

#### (6) 电感因数， $AL$

装有磁芯线圈的电感与匝数的平方成正比，电感与线圈匝数平方的比值为：

$$AL = L / N^2$$

式中， $L$  为装有磁芯线圈的自感量 ( $H$ )； $N$  为线圈匝数。

#### (7) 居里温度， $T_c$

在该温度下磁芯状态由铁磁性（或亚铁磁性）转变成顺磁性。

#### (8) 电阻率， $\rho$

电阻率是指具有单位截面积和单位长度的磁性材料的电阻。需要提醒一点的是，磁性材料也存在电阻率，只不过电阻率比较大而已，磁性材料电阻率的大小是影响涡流损耗重要的因素。相同条件下，电阻率越高，涡流损耗越小。

### 4.3 磁化曲线的测量和显示

根据电磁学的两个基本定律——电磁感应定律和安培环路定律，可测量材料的磁化曲线。工程上有许多形式的磁化曲线：手册提供的磁化曲线，电机磁路的磁化曲线，变压器的磁化曲线，EE42 铁氧体磁芯的磁化曲线等，但表征材料性能的磁化曲线是在一定条件（通

常测试样件为环形)下的磁化曲线。其余称为系统磁化曲线或结构磁化曲线。

在计算磁通密度和磁场强度时,假设磁场在整个磁芯截面上是均匀的。事实上,很难有这种结构的磁芯满足这个要求。各种手册中提供的测试磁化曲线统一采用环形磁芯作为试样。环的内径与外径比尽可能大,以保证内外径处磁场相差最小。由于存在磁滞、涡流和剩余损耗,测试结果与材料供应的厚度、测试频率及电压/电流波形有关。

### 4.3.1 测试原理和电路

除了用专门的测试仪器测试直流或交流磁化曲线以外,实验室可采用电流电压表法进行测量。基本磁化曲线的近似测试原理图如图4-5(a)所示,一般被测磁芯是环状的,在磁芯上绕两个线圈 $N_1$ 和 $N_2$ 。磁芯的截面积为 $A$ ,平均磁路长度为 $l$ 。

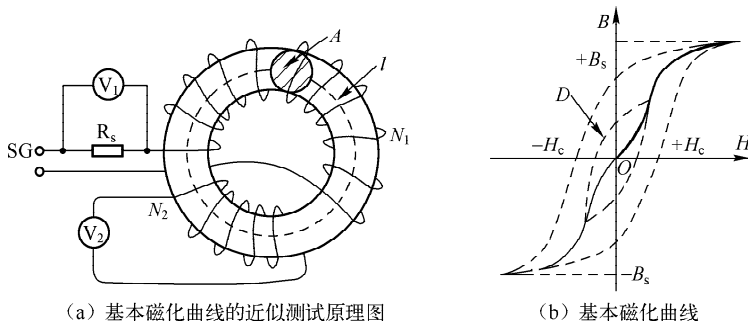


图4-5 基本磁化曲线的测试

图中 $R_s$ 为电流检测电阻,取值应尽可能小。电压表 $V_1$ 和 $V_2$ 都用高内阻的交流电压表。根据磁环大小的不同,一般信号源SG为具有功率输出(3W以上)的正弦波音频信号发生器。调节信号发生器加于线圈 $N_1$ 的电压,测得并逐个记录 $V_1$ 的读数 $U_1$ 以及 $V_1$ 对应的 $V_2$ 表读数 $U_2$ 值。由 $U_2$ 值得:

$$B = \frac{U_2}{4.44fAN_2} = k_2 U_2 (\text{T})$$

由 $U_1$ 可得:

$$H = \frac{N_1 I}{l} = \frac{N_1 \sqrt{2} \cdot U_1}{l R_s} = k_1 U_1 (\text{A/m})$$

式中,  $k_1 = \frac{N_1 \sqrt{2}}{l R_s}$ ,  $k_2 = \frac{1}{4.44fAN_2}$ 。磁芯尺寸单位用m。分别计算出 $B$ 和 $H$ 值,就可画出如图4-5(b)中实线所示的磁化曲线。

图4-5(b)中实线所示的磁化曲线实际上是从未饱和到饱和一族磁化曲线(图4-5(b)中虚线)的顶点连线,此磁化曲线称为基本磁化曲线。如果测试频率较低,涡流和剩余损耗可以忽略。低频时,基本磁化曲线与初始磁化曲线相近。

测试电路中为了减小误差,信号源SG应是内阻尽可能小( $<1\Omega$ )。选用磁芯使用频率作为测试频率。在测量期间频率不稳定性不应高于0.5%,失真度在1%以下。电压表 $V_2$ 内阻尽可能高,保证测量值是 $N_2$ 上的电动势。在保证精度的情况下, $R_s$ 应尽可能小,同时初级线圈导线直径应选较大的尺寸,使电阻尽可能小。因为初级电流是磁芯磁化电流,如果初级总电阻较大,因磁化电流是非正弦波,此电流在电阻上的压降会造成加在初级线圈上的电

压波形畸变。事实上,在接近饱和时,磁化电流已经严重畸变,所以  $U_1$  为非正弦波,电流有效值和峰值之间已不存在  $\sqrt{2}$  的关系。比较精确的方法是,  $U_1$  采用峰值电压表  $U_{1p}$ ,或者用示波器测出  $U_{1p}$ ,这样可用  $U_{1p}$  代替  $\sqrt{2}U_1$ 。

### 4.3.2 示波器显示磁滞曲线的原理和线路

示波器测量  $B-H$  曲线的实验线路如图 4-6 所示。

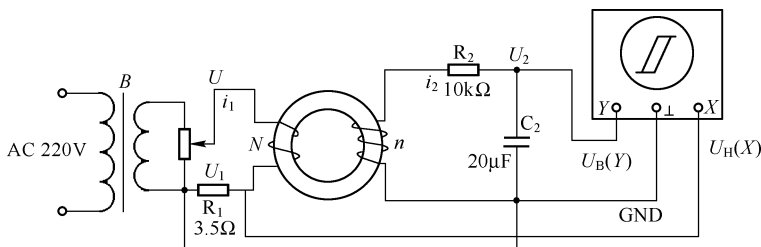


图 4-6 示波器测量  $B-H$  曲线的实验线路

$N$  为励磁绕组,  $n$  为用来测量磁感应强度  $B$  而设置的绕组。 $R_1$  为励磁电流取样电阻,设通过  $N$  的交流励磁电流为  $i_1$ ,根据安培环路定律,样品的磁化场强为:

$$H = \frac{Ni}{l} \quad (l \text{ 为环形磁芯样品的平均磁路长度})$$

因为  $i_1 = \frac{U_1}{R_1}$ , 所以,

$$H = \frac{Ni_1}{L} = \frac{N}{LR_1} \times U_1$$

式中,  $N$ 、 $L$ 、 $R_1$  均为已知常数,所以由  $U_1$  可确定  $H$ 。

在交变磁场下,样品的磁感应强度瞬时值  $B$  是测量绕组  $n$  和  $R_2C_2$  电路给定的,根据法拉第电磁感应定律,由于样品中的磁通  $\Phi$  的变化,在测量线圈中产生的感生电动势的大小为:

$$\begin{aligned} \varepsilon_2 &= n \frac{d\Phi}{dt} \\ \Phi &= \frac{1}{n} \int \varepsilon_2 dt \\ B &= \frac{\Phi}{S} = \frac{1}{nS} \int \varepsilon_2 dt \end{aligned} \quad (4-11)$$

式中,  $S$  为样品的截面积。如果忽略自感电动势和电路损耗,则回路方程为:

$$\varepsilon_2 = i_2 R_2 + U_2$$

式中,  $i_2$  为感生电流;  $U_2$  为积分电容  $C_2$  两端的电压。设在  $\Delta t$  时间内,  $i_2$  向电容  $C_2$  的充电电量为  $Q$ , 则:

$$U_2 = \frac{Q}{C_2}$$

所以,

$$\varepsilon_2 = i_2 R_2 + \frac{Q}{C_2}$$

如果选取足够大的  $R_2$  和  $C_2$ , 使  $i_2 R_2 \gg \frac{Q}{C_2}$ , 则:

$$\varepsilon_2 = i_2 R_2$$

因为

$$i_2 = \frac{dQ}{dt} = C_2 \frac{dU_2}{dt}$$

所以

$$\varepsilon_2 = C_2 R_2 \frac{dU_2}{dt} \quad (4-12)$$

由 (4-11)、(4-12) 两式可得

$$B = \frac{C_2 R_2}{nS} U_2$$

式中,  $C_2$ 、 $R_2$ 、 $n$  和  $S$  均已知常数, 所以由  $U_2$  可确定  $B$ 。

综上所述, 将  $U_1(U_H)$  和  $U_2(U_B)$  分别加到示波器的“X 输入”和“Y 输入”便可观察样品的动态磁滞回线; 接上数字电压表则可以直接测出  $U_1(U_H)$  和  $U_2(U_B)$  的值, 即可绘制出  $B-H$  曲线, 通过计算可测定样品的饱和磁感应强度  $B_s$ 、剩磁  $B_r$ 、矫顽力  $H_c$ 、磁滞损耗 ( $BH$ ) 以及磁导率  $\mu$  等参数。

### 4.3.3 高频下的磁化曲线

上面测试的磁化曲线是直流或低频磁场下的磁化曲线, 即所谓静态 (或准静态) 磁特性。在与低频相同幅值的  $H_m$  磁化磁芯时, 对应的磁感应强度要下降, 频率越高下降越多。 $B$  和  $H$  之间就存在相位差, 即时间效应。在交流磁化过程中, 如果交流磁场是周期对称变化, 则磁感应强度  $B$  也是周期对称变化, 交流回线如图 4-7 所示。由图可知, 交流磁场中回线面积比直流磁场的回线面积大, 且形状和大小也与磁场的变化频率有关, 因为频率增加时, 磁芯的涡流增加, 导致相同磁通密度下磁化电流增加。高频时, 回线逐渐趋于椭圆。

#### 1. 相对磁导率 $\mu_r$

根据式  $\mu = \frac{\dot{B}}{\dot{H}}$  (如图 4-8 所示), 算出的磁导率为材料的绝对磁导率, 通常为了比较介

质导磁性能, 以真空磁导率为基准, 定义介质的磁导率  $\mu$  与真空磁导率  $\mu_0$  之比为相对磁导率  $\mu_r$ , 即

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

磁性材料的相对磁导率不是一个常数, 因  $\mu$  是  $B-H$  曲线上任意一点的  $B$  和  $H$  的比值, 即

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} = \frac{\mu}{\mu_0}$$

#### 2. 最大磁导率 $\mu_m$

图 4-8 显示了在磁芯磁化的一个半周期内, 磁芯磁导率会从小变大, 直到最大, 然后

又从大变小,直到磁芯饱和,此时磁芯的磁导率趋向真空磁导率。这个过程中,在某一磁场强度下,相对磁导率达到最大值,称此时的磁导率为最大磁导率 $\mu_m$ 。

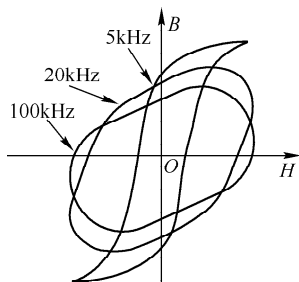
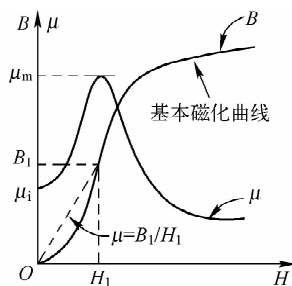


图 4-7 高频时的磁化曲线

图 4-8  $B, \mu = f(H)$  关系曲线

### 3. 初始磁导率 $\mu_i$

当激励磁场强度 $H \rightarrow 0$ 时的磁导率称为初始磁导率 $\mu_i$ :

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} (H \rightarrow 0)$$

初始磁导率 $\mu_i$ 与温度和频率有关。例如在 DIN IEC401 中规定软磁铁氧体材料的 $\mu_i$ 测试条件为 $f \leq 10\text{kHz}$ ,  $B < 0.25\text{mT}$ ,  $T = 25^\circ\text{C}$ 。

### 4. 增量磁导率 $\mu_\Delta$

在一个直流磁场上叠加一个交流磁场时(如图 4-9 所示),交流分量的磁导率即为增量磁导率 $\mu_\Delta$ :

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \left. \frac{\Delta B}{\Delta H} \right|_{H_0}$$

如果交流分量和直流分量比较,小到可以忽略,则增量磁导率称之为可逆磁导率( $\mu_{\text{rev}}$ )。该值与直流磁场大小、磁芯的几何形状及温度有关。

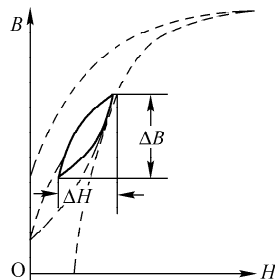


图 4-9 局部磁滞回线

### 5. 幅值磁导率( $\mu_a$ )

没有直流偏置时,交变磁场强度的幅值与磁通密度幅值的关系称为幅值磁导率 $\mu_a$

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_p}{H_p}$$

因为磁化曲线是非线性的,幅值磁导率与峰值磁场强度有关。

### 6. 有效磁导率 $\mu_e$

反激开关电源中常采用带气隙的磁芯,高磁导率磁芯存储能量很少,主要用空气隙存储能量。如果是带有气隙为 $\delta$ 的磁芯,截面积为 $A_e$ ,有效磁路长度为 $l_e$ ,线圈匝数为 $N$ ,线圈电流为 $I$ ,假设气隙 $\delta$ 相对于截面的尺寸很小,忽略散磁通。根据全电流定律有

$$NI = H_\delta \delta + H_e l_e$$

式中, $H_\delta$ 和 $H_e$ 分别为气隙和磁芯中的磁场强度。因为气隙很小,不考虑气隙的边缘磁通,

则有

$$\Phi = B_c A_c = B_\delta A_\delta$$

又因为忽略边缘磁通，故磁芯磁通密度  $B_c = B_\delta$ （气隙磁通密度），因此近似有

$$NI = \frac{B_c}{\mu_0 \mu_r} l_c + \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta = \frac{B_c l_c}{\mu_0 \mu_r} \left( 1 + \frac{\mu_r \delta}{l_c} \right) = \frac{B_c l_c}{\mu_0 \mu_e} \quad (4-13)$$

式中， $\mu_e = \frac{\mu_r}{1 + \frac{\mu_r \delta}{l_c}} = \frac{1}{\frac{1}{\mu_r} + \frac{\delta}{l_c}}$ ， $\mu_e$  为有效磁导率。这就是说，磁芯带有气隙后，等效的磁导率

降低了。如果  $\mu_r \gg l_c / \delta$ ，则有效磁导率近似为

$$\mu_e = l_c / \delta$$

则式（4-13）可以改写为

$$NI = \frac{B_c l_c}{\mu_0 \mu_e} = H_c (l_c + \mu_r \delta) \quad (4-14)$$

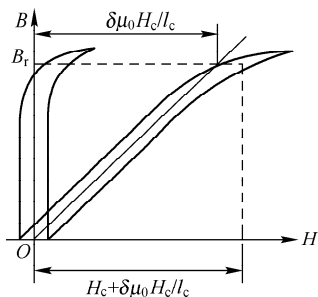


图 4-10 带气隙磁滞回线的变化

式中， $H_c = B_c / \mu_0 \mu_r$ 。带有气隙的磁芯产生与无气隙时相同的磁通密度  $B$ （磁感应强度），磁场强度  $H$  分为两个部分：磁芯中的  $H_c$  和等效的气隙磁场强度  $H'_\delta = \mu_r \delta / l_c$ ，带有气隙磁芯的磁化曲线是磁芯磁化特性与气隙磁化特性的合成，如图 4-10 所示。

由图 4-10 可见，磁芯中加入气隙后能得到如下结论。

（1）合成磁化曲线的线性度比材料磁化曲线好得多。

也就是说磁芯材料特性的非线性被磁阻大得多的线性气隙“湮没”了。

（2）可通过改变气隙的大小，方便地改变磁芯的有效磁导率。在反激变压器中通过有效磁导率的改变，可以方便地得到变压器设计的目标电感量。

（3）由于气隙的去磁作用，磁芯的剩磁感应（ $B_r$ ）大大下降了，这样单个周期内可以传递出去的能量大大增加。

（4）由于磁滞回线的变化，可以看见相同尺寸的磁芯，可以使用大得多的安匝数（ $NI$ ），变压器（电感）不会饱和，这也是反激电源变压器一般都要加入气隙的原因。

## 4.4 磁芯磁化的电磁能量关系

为使研究问题简化，我们考察如图 4-11（a）所示的  $N$  匝环形线圈。环的外径  $D$  与内径  $d$  之比接近 1，磁路的平均长度  $l = \pi(D + d)/2$ ，电流在的线圈横截面内产生的磁场是均匀的。环的磁介质磁导率  $\mu$  为常数。当电压  $u$  加到线圈输入端时，在线圈中产生电流，引起磁芯中磁场变化。

根据电磁感应定律有

$$u = -e = N \frac{d\Phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (4-15)$$



线圈中磁通增长，相应的磁化电流为

$$i = \frac{Hl}{N}$$

因此，电路输入到磁场的能量  $W_e$  为

$$W_e = \int_0^t \frac{Hl}{N} NA \frac{dB}{dt} dt \quad (4-16)$$

在经过时间  $t$  后，线圈中磁场达到了  $B$ ，因此上式可改写为

$$W_e = \int_0^B A H l dB = V \int_0^B H dB \quad (4-17)$$

式中， $V = Al$ ，为磁场的体积。上式左边是电源提供给磁场的能量  $W_e$ ，右边是磁场存储的能量  $W_m$ 。

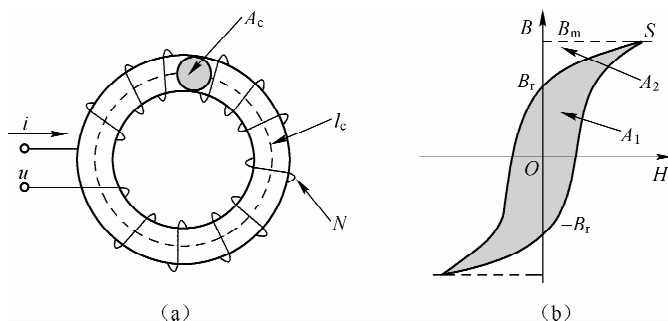


图 4-11 电磁能量及磁滞损耗

参考图 4-11 (b)，等式 (4-17) 也可以写成：

$$W_e = V \int_0^B H dB = V \cdot A_1 \quad (4-18)$$

上式表明正半周期内，电磁激励转换成磁场存储的能量。其中， $A_1$ ——磁芯由  $-B_r$  磁化到  $B_s$  时磁化曲线与纵轴包围的面积  $-B_r \rightarrow S \rightarrow B_m \rightarrow -B_r$ ，它是磁化电流由零变化到最大值，电源送入磁场的能量  $V$  乘以  $A_1$ 。 $A_2$ ——磁化电流由最大值下降到零，磁芯由  $B_m$  退磁到  $B_r$  时去磁曲线与纵轴包围的面积，是单位体积磁材料返回电路的磁场能量  $V$  乘以  $A_2$ ，这是可恢复的能量。在反激变压器中，这也是传递到副边去的能量。

## 4.5 磁芯损耗

铁磁物质在交流磁化过程中，因消耗能量发热，磁材料损耗功率 ( $P$ ) 由磁滞损耗 ( $P_h$ )、涡流损耗 ( $P_e$ ) 和剩余损耗 ( $P_c$ ) 组成：

$$P = P_h + P_e + P_c$$

如前所述，磁材料在外磁场的作用下，材料中的一部分与外磁场方向相差不大的磁畴发生了“弹性”转动，这就是说当外磁场去掉时，磁畴仍能恢复原来的方向；而另一部分磁畴要克服磁畴壁的摩擦发生刚性转动，即当外磁场去除时，磁畴仍保持磁化方向。因此磁化时，送到磁场的能量包含两部分：前者转为势能，这部分磁场能量可以返回电路；而后者变为克服摩擦使磁芯发热消耗掉，这就是磁滞损耗。

具体来说，这部分磁滞损耗的大小，参考图 4-11 (b)，有

$$V \int_{\alpha}^{\alpha+T/2} HdB = V \int_{-B_r}^{B_r} HdB = V \left( \int_{-B_m}^{B_m} HdB - \int_{B_m}^{B_r} HdB \right) = V(A_1 - A_2) \quad (4-19)$$

因此电源半周期内磁化磁芯材料损耗的能量为  $V \cdot (A_1 - A_2)$ ，即磁化曲线  $-B_r \rightarrow S \rightarrow B_r$  曲线与纵轴包围的面积。同理如果电流从零变化到负的最大值，再由负的最大值变化到零，即另外半周期，磁化磁芯损耗的能量是第二和第三象限磁化曲线与纵轴包围的面积。换句话说，完整磁化磁芯一周，单位体积磁芯损耗的能量正比于磁滞回线包围的面积。这就是磁滞损耗，是不可恢复的能量。每磁化一个周期，就要损耗与磁滞回线包围面积成正比的能量，频率越高，损耗功率越大。磁感应强度摆幅越大，包围面积越大，损耗越大。

可恢复的能量部分表现在电路中是电感的储能和放能特性；不可恢复能量部分表现为磁芯损耗发热。

### 1. 涡流损耗 $P_e$

在磁芯线圈中加上交流电压时，线圈中流过激励电流，激磁安匝（磁势）产生的全部磁通  $\Phi$  在磁芯中通过（如图 4-11（a）所示），如果磁芯是导体，磁芯本身截面周围也将链合全部磁通  $\Phi$  而构成单匝的次级线圈。当交流激励电压为  $u_1$  时，根据电磁感应定律有

$$u_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

每一匝的感应电势，即磁芯截面最大周边等效一匝感应电势为

$$\frac{u_1}{N_1} = \frac{d\Phi}{dt}$$

因磁芯材料的电阻率不是无限大，绕着磁芯周边有一定的电阻值，感应电压产生电流  $i_e$ ——涡流，引起  $i_e^2 R$  损耗，这就是涡流损耗。涡流损耗与磁芯磁通变化率成正比，频率提高是通过磁通变化率提高而影响涡流损耗。涡流损耗与磁通变化率成正比，频率越高，涡流损耗越大，其原因是频率越高，磁通变化率越大。

涡流  $i_e$  损耗，相当于一匝“次级”反射到初级，成为初级磁化电流的一部分，不过，涡流的反射电流和磁滞损耗相似，不是储能。在电路中电感的涡流可用一个与电感并联的电阻  $R_e$  来等效。

涡流一方面产生磁芯损耗，另一方面产生涡流所建立的磁通阻止磁芯中主磁通变化，使得磁通趋向磁芯表面，导致磁芯有效截面积减小，这种现象称之为集肤效应。通常定义为电流密度减小到导体截面表层电流密度的  $1/e$  处的深度叫作集肤深度  $\Delta$ ，通常可表示为

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \text{ (m)}$$

式中， $\rho$  为磁芯的电阻率（ $\Omega/\text{m}$ ）； $\mu_r$  为磁芯材料的相对磁导率； $f$  为磁通变化频率（Hz）。

在 100kHz 时，铁氧体的穿透深度  $\Delta = 18\text{cm}$ 。这个穿透深度比一般磁芯的厚度大得多，因此可以不考虑铁氧体磁芯涡流引起的集肤效应。

综上，涡流相当于 1 匝的磁芯线圈。涡流电阻取决于材料的截面尺寸和电阻率。为了减少涡流效应，可以减小截面尺寸或选择电阻率大的材料。总之，就是增加涡流的内阻，根据  $U^2/R$ ，增大  $R$  来减小功耗。这也是用于交流的合金磁芯总是应用相互绝缘的薄带料叠成的

原因。

## 2. 剩余损耗 $P_c$

剩余损耗是由于磁化弛豫效应或磁性滞后效应引起的损耗。所谓弛豫是指在磁化或反磁化的过程中，磁化状态并不是随磁化强度的变化而立即变化到它的最终状态，而是需要一个过程，这个“时间效应”便是引起剩余损耗的原因。

综上，在交变磁场中，磁芯单位体积（重量）能量损耗既取决于磁介质本身的电阻率、结构形状等因素，又取决于交变磁场的频率和磁感应强度摆幅  $\Delta B_m$ 。

## 4.6 电感变压器基本知识

通常磁通或磁链是流过线圈的电流  $i$  产生的。当线圈中磁介质的磁导率  $\mu$  是常数时， $\psi(\Phi)$  与  $i$  成正比关系，即

$$\psi = Li$$

如果磁通（ $\Phi$ ）匝链全部激励线圈匝数为  $N$ ，则

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{N\Phi}{i} \quad (4-20)$$

$$\left( V = L \frac{di}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} \Rightarrow L = \frac{N\Phi}{i} \right)$$

### 4.6.1 电感

**电感  $L$  的定义** 单位电流产生的总磁通链 [见式 (4-20)]。

定义电感量的单位：流过电感线圈电流在 1s 内均匀地变化 1A 时，如果产生感应电势正好为 1V，则此电路中线圈电感量定义为 1 亨利，简称为亨，代号为 H。即

$$L = \frac{1V \cdot 1s}{1A} = 1(H) \quad (4-21)$$

**互感** 绕在一个磁芯上的两个匝数分别是  $N_1$  和  $N_2$  的线圈，互相间有磁通链合，如图 4-12 (a) 所示。当  $N_1$  中流过的电流  $i_1$  发生变化时，此电流产生的磁通  $\Phi_{11}$  也发生变化。根据电磁感应定律，在  $N_1$  上产生感应电势，这就是自感电势。由于  $N_1$  和  $N_2$  有磁的联系，即磁通  $\Phi_{11}$  不仅链合  $N_1$ ，而且其中一部分  $\Phi_{12}$  穿过  $N_2$ ， $i_1$  变化时， $\Phi_{12}$  也随之变化。因此在  $N_2$  中也产生感应电势；反之，如果在  $N_2$  中电流  $i_2$  发生变化，同样也会在  $N_1$  中产生感应电势，这种现象称为互感现象。由互感现象产生的电势称为互感电动势。由  $i_1$  ( $i_2$ ) 在  $N_2$  ( $N_1$ ) 中产生的磁通  $\Phi_{12}$  ( $\Phi_{21}$ ) 称为互感磁通。各线圈之间的磁通相互匝链的关系称为磁耦合。

在图中  $\Phi_{11}$  产生的磁通  $\Phi_{12}$  与线圈  $N_2$  交链，其磁链为  $\psi_{12} = N_2 \Phi_{12}$ 。因磁通大小与电流  $i_1$  的大小成正比，对于一定的匝数  $N_2$ ，磁链  $\psi_{12}$  也与电流  $i_1$  成正比，可表示为  $\psi_{12} = M_{12} i_1$ ，此比例系数  $M_{12}$  称为线圈  $N_1$  和  $N_2$  之间的互感系数，简称互感： $M_{12} = \frac{\psi_{12}}{i_1}$ 。 $N_2$  和  $N_1$  之间的互感系数为  $M_{21}$ 。一般  $M_{12} \neq M_{21}$ 。取其几何平均值  $M = \sqrt{M_{12} M_{21}}$ 。

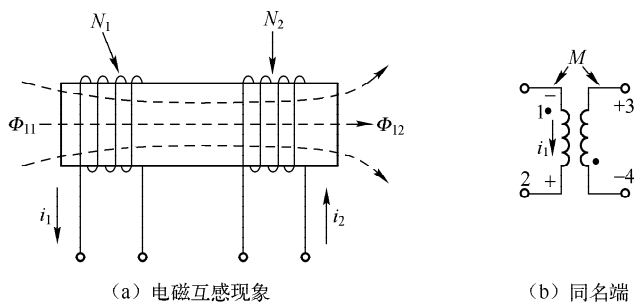


图 4-12 互感现象

何谓同名端？如图 4-12 (b) 所示，电流从两个线圈的同名端流入，磁通是互相加强的；反之磁通互相抵消。

漏感是相对互感存在的。独立电感不存在漏感。（因此开关电源中常常在变压器设计分析中涉及漏感，而独立电感不涉及漏感）。如果将线圈  $N_1$  的电流产生的互感磁通  $\Phi_{12}$  与总磁通  $\Phi_{11}$  之比称为线圈  $N_2$  对线圈  $N_1$  的耦合度  $k_1$ ，则

$$k_1 = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_{11}}$$

同理，线圈  $N_2$  的电流产生的互感磁通  $\Phi_{21}$  与其总磁通  $\Phi_{22}$  之比称为线圈  $N_1$  对线圈  $N_2$  的耦合度  $k_2$  为：

$$k_2 = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_{22}}$$

如两个线圈都有电流流通，通过互感互相影响，为了表明耦合程度，通常采用  $k_1$  和  $k_2$  的几何平均值  $k$  来表示耦合系数，即

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \sqrt{\frac{\Phi_{12}}{\Phi_{11}} \cdot \frac{\Phi_{21}}{\Phi_{22}}} = \sqrt{\frac{N_1 N_2 \Phi_{12}}{N_1 N_2 \Phi_{11}} \cdot \frac{\Phi_{21}}{\Phi_{22}} \cdot \frac{i_1 i_2}{i_1 i_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4-22)$$

由于  $\Phi_{12} < \Phi_{11}$ ， $\Phi_{21} < \Phi_{22}$ ，所以  $k < 1$ 。只有在没有漏磁通的情况下  $k = 1$ 。磁芯闭合磁路互感线圈可近似为  $k = 1$ ，称为全耦合，此时互感最大： $M_{\max} = \sqrt{L_1 L_2}$ 。两个具有互感系数为  $M$  的电感正接串联如图 4-13 (a) 所示时，总电感为

$$L_p = L_1 + L_2 + 2M$$

如图 4-13 (b) 所示，两电感反接时的电感为

$$L_n = L_1 + L_2 - 2M$$

可见  $L_p > L_n$ ，由于  $L_n$  不可能为负值，故负感必须满足  $M \leq (L_1 + L_2)/2$ 。

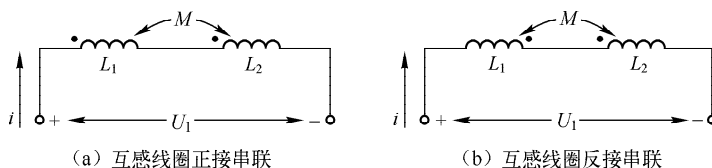


图 4-13 互感线圈的串联

将没有互感的两个电感量为  $L_1$  和  $L_2$  的两个线圈并联，其等效电感为

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

如果两个有互感的线圈相并联时，有两种情况：同名端相连和异名端相连。如图 4-14 (a) 所示，同名端相连时，总电感为

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 + 2M} \quad (4-23)$$

如图 4-14 (b) 所示，异名端相连时，并联电感为

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M} \quad (4-24)$$

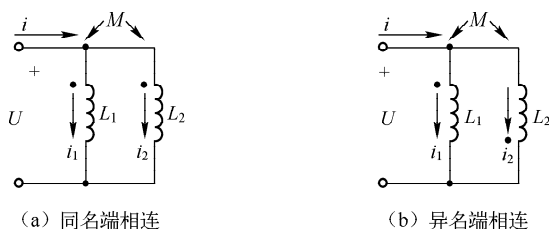


图 4-14 互感线圈的并联

## 4.6.2 变压器

变压器是一个具有多线圈的耦合电感，即由具有互感的一个或更多线圈构成。变压器的磁芯能保证所有线圈产生的大部分磁通经过高磁导率磁路。图 4-15 中接输入电压的线圈  $N_1$  为初级（也可称为原边），输出线圈  $N_2$  为次级（也可称为副边）。

### 1. 变压器空载状态

变压器的初级加一电压  $u_i$ ，而次级不接任何负载，即变压器空载，并假定初级与次级线圈全耦合  $k=1$ ，且所有线圈电阻为零。根据电磁感应定律， $N_1$  的端电压为：

$$u_i = N_1 \frac{d\Phi_{11}}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (4-25)$$

式中， $L_1$  为次级开路时的初级电感。

在时间  $t$  时，磁芯中磁通和线圈中电流分别为

$$\Phi_{11t} = \int_0^t \frac{u_i}{N_1} dt$$

$$i_{1t} = \int_0^t \frac{u_i}{L} dt$$

线圈产生的感应电势等于输入电压，引起  $N_1$  中电流  $i_{1t}$ ，产生磁芯中磁通  $\Phi_{11t}$ 。所以电流  $i_{1t}$  称为激磁电流。对应的  $\Phi_{11t}$  称为主磁通。

因为是全耦合，在  $N_2$  中磁通变化率  $d\Phi_{12}/dt$  与  $N_1$  中相同， $d\Phi_{12}/dt = d\Phi_{11}/dt$ 。 $N_2$  的端电压为

$$u_2 = e_{M2} = M \frac{di_1}{dt} = N_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt} \quad (4-26)$$

根据式 (4-25) 和 (4-26), 次级输出电压与输入电压的关系为

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} = n = \frac{L_1}{M}$$

式中,  $n = N_1/N_2$ , 称为变比。因为是全耦合,  $M = \sqrt{L_1 L_2}$ , 则变比:

$$n = \frac{L_1}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (4-27)$$

式中,  $L_2$  为初级  $N_1$  开路时的次级电感。实际上, 根据电感与绕组的匝数的平方成正比, 也可以得出等式 (4-27)。其物理意义: 理想变压器匝比等于绕组的电感的均方根值之比。

## 2. 变压器负载状态

如果将次级与负载接通, 在次级线圈中就产生电流  $i_2 = u_2/Z$  流经负载。电流  $i_2$  在线圈  $N_2$  中产生磁势  $i_2 N_2$ , 将产生磁通  $\Phi_2$ , 与初级  $i_1 N_1$  产生的磁通  $\Phi_1$  的方向相反。为了维持与空载一样的感应电势  $e_1$  所需的磁通变化量  $\Phi_{11} = \Phi_1 - \Phi_2$ , 必须加大输入电流  $i_1$  保持激磁磁势  $i_{11} N_1$  基本不变, 即

$$i_{11} N_1 = i_1 N_1 - i_2 N_2$$

或

$$i_1 = i_{11} + \frac{N_2}{N_1} i_2 = i_{11} + i_2' \quad (4-28)$$

式中,  $i_2' = \frac{N_2}{N_1} i_2$ ,  $i_2$  为负载反射电流,  $i_{11}$  为励磁电流。负载电流越大, 反射到初级的电流也就越大。当激磁电感很大时, 理想时为无穷大, 则激磁电流为零。由式 (4-28) 可以得到

$$i_1 = i_2' = \frac{N_2}{N_1} i_2$$

由此可见, 初级和次级电流变化量之比与其匝数成反比。用于开关电源电流检测的电流互感器就是利用这一原理。

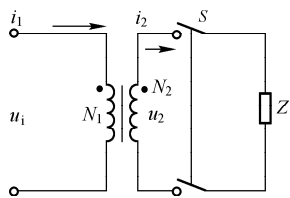


图 4-15 变压器的空载和负载

由图 4-15 可见, 输入电流从初级 ( $N_1$  同名端) 流入, 从次级 ( $N_2$ ) 同名端流出, 变压器输出功率:

$$P_o = i_2 \times u_2$$

变压器如果是理想的, 即线圈电阻为零, (激磁电感相对于次级反射回原边电感为无穷大) 激磁电流为零, 初次级紧耦合, 次级感应电势等于输出端电压, 则

$$P_o = i_2 \times u_2 = \frac{N_1 i_1}{N_2} \cdot \frac{u_1 N_2}{N_1} = u_1 i_1$$

可见, 对于理想变压器, 输入功率等于输出功率。激磁磁场只是提供能量传输条件, 不需要在磁场中存储能量, 变压器作为能量传输之用。

## 3. 理想变压器等效电路

如果磁芯磁导率  $\mu = \infty$ , 激磁电流为零。同时初级与次级线圈全耦合, 且线圈电阻为零。也不考虑磁芯损耗和饱和。这种变压器称为理想变压器。

当输出端有负载时, 输入电流增加。变压器的等效输入阻抗:

$$Z' = \frac{u_1}{i_1} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{u_2}{i_2} = n^2 Z$$

上式中  $Z'$  为副边反射到原边的阻抗。负载阻抗折算到初级要乘以变比的平方。可见, 变压器除了变换电压和能量传输外, 还可以获得阻抗匹配。理想变压器及其等效电路如图 4-16 所示。

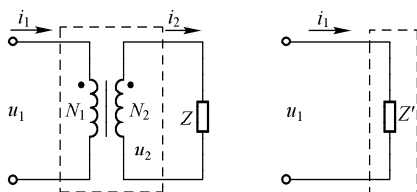


图 4-16 理想变压器及其等效电路

### 4.6.3 实际变压器等效模型

实际变压器中, 由于磁芯和线圈都不是理想的, 存在许多寄生参数。

(1) 变压器磁芯  $\mu$  不是无限大, 有一定电感量, 即励磁电感, 励磁电感与理想变压器并联。

(2) 次级和初级线圈不可能全耦合, 存在漏感, 即次级包围的磁通  $\Phi_{12}$  只是总磁通  $\Phi_{11}$  的一部分。根据电磁感应定律有

$$u_1 = N_1 \frac{d\Phi_{11}}{dt} = N_1 \frac{d\Phi_s}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = u_s + u_1$$

式中,  $u_1 = N_1 d\Phi_{12}/dt$ , 有互感的磁通部分压降; 次级电压为

$$u_2 = N_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = \frac{N_2 u_1}{N_1}$$

可见, 漏感抗  $L_s$  与励磁电感  $L_p$  是串联的 ( $L_p$  与理想变压器并联)。

也有

$$u_i = L_s \frac{d(i_p + i'_s)}{dt} + L_p \frac{di_p}{dt}$$

式中,  $L_s$  为漏感,  $L_p$  为原边电感 (励磁电感),  $i_p$  为励磁电流,  $i'_s$  为副边反射到原边的电流。

(3) 实际变压器还存在铜损和铁损, 即绕组线圈损耗和变压器磁芯损耗。线圈对地之间以及线圈之间存在寄生电容 (C)。

综上, 实际变压器可以等效为如图 4-17 所示的变压器模型, 它包含了漏感、励磁电感、理想变压器、寄生电容等。

电感变压器简单总结如下:

(1) 电感量表示通电导体产生磁场的能力。电感电流表征电感存储能量的大小。电感有电流流过, 表示电感存储能量。电感电流为零, 电感没有存储能

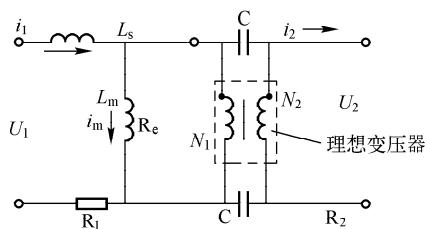


图 4-17 实际变压器等效模型

量。开关电源中使用电感的目很多，主要有储能和滤波。根据电磁感应定律，电感对流过的电流变化起阻碍作用，因此，在开关电源中有用电感做平滑滤波。

(2) 两个线圈之间的互感表示主线圈电流在副线圈中产生磁通的能力。只有变化的电流(磁场)，才表现出互感作用。因此开关电源中只有对变化的电流才能使用电流互感器加以检测，直流电流不能用电流互感器作为电流检测工具，直流电流只能通过电流检测电阻或其他电流检测元件加以检测。

(3) 主线圈磁通全部匝链副线圈，称为全耦合。通过主线圈也通过副线圈的磁通称为主磁通。如果部分磁通不通过副线圈，此部分磁通称为漏磁通，对应漏磁通的电感为漏感。变压器是一个耦合电感。

(4) 耦合电感异名端串联时，等效总电感增大；同名端串联总电感减小。耦合电感并联应当特别注意，避免线圈之间环流，而使总电感大大下降。

(5) 正激式(正激/半桥/全桥)电源变压器带负载时，次级电流产生的磁势是去磁磁势。要在次级线圈中产生相同的磁通变化，激励源应提供抵消去磁磁场的电流，并且还要保证与空载相同的磁通变化。没有相同的磁通变化，次级电压就不存在。激磁是保证能量传输的基础。

(6) 反激式电源全耦合时，如果初级激磁电流  $i_{1m}$  断开，为保持磁通不变，在任意闭合的次级产生感应电流，在初级断开瞬时，应当满足所有初级的安匝数之和等于所有次级绕组的安匝数之和。如果只有初级和次级两个绕组，则  $i_{1m}N_1 = i_{2m}N_2$ 。 $i_{2m}$ ——断开初级瞬时维持断开时磁芯磁通的次级电流。

(7) 变压器次级与初级全耦合不好时，存储在漏感中的能量不能传输到相应的次级，即漏感不参与能量传输。同理，当次级变为激磁线圈时，初级对次级的漏感中能量也不能传输到初级。漏感是变压器的寄生参数，一般来讲漏感越小越好，除非需要利用变压器的漏感参与谐振，实现软开关变换。

## 4.7 磁芯电感的计算

有电流流通，就建立磁场。根据电感系数的定义有：

$$L = \frac{\psi}{i}$$

这就是说，一段导线，一个线圈都存在电感，只是大小不同。在开关电源中，电路的工作状态常处于瞬时变化状态，某些在静态磁场和低频磁场可以忽略的问题，随着工作频率的提高，变得越来越重要。开关 Layout 时，电源走线的长度、宽度，以及空间位置都会引起寄生电感参数的变化，从而对所设计的开关电源性能带来重大影响。

当电感线圈有磁芯时，因磁芯的磁导率比周围空气的磁导率高得多，磁通被限制在磁路中。若高磁导率磁芯在磁路中开有气隙，则散磁发生在气隙附近，其他部分散磁较少。一般线圈产生的磁通与全部线圈匝链，即  $\psi = N\Phi$ 。同时  $iN = \Phi R_\Sigma$ 。 $R_\Sigma$ ——整个磁路等效磁阻。根据电感定义有

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{N\Phi}{\Phi R_\Sigma / N} = N^2 \frac{1}{R_\Sigma} = N^2 G_\Sigma \quad (4-29)$$

磁芯线圈电感存在两种情况：一是磁芯没有气隙的闭合磁路；另一类是带有气隙的磁



路。假设磁芯磁导率为常数。

### 4.7.1 不带气隙磁芯电感的计算

不带气隙的环形电感如图4-18所示。磁芯相对磁导率为 $\mu_r$ ，环的截面积为 $A$ 。平均磁路长度为 $l$ ，线圈的电感为

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{NBA}{lH/N} = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r A}{l} = N^2 G \quad (4-30)$$

可见电感量的大小与磁芯材料的磁导率、横截面积、匝数的平方成正比，而与等效磁路长度成反比。

**例1** 如图4-18所示的环形电感，内径 $d=2\text{cm}$ ，外径 $D=4\text{cm}$ ，高 $h=1\text{cm}$ 。磁芯的相对磁导率为47，在磁芯上绕40匝线圈。求此环形磁芯的电感量。

**解：**磁路的平均长度为

$$l = \pi \frac{(D+d)}{2} = \pi \frac{4+2}{2} = 3\pi(\text{cm}) \text{ 或 } 0.03\pi(\text{m})$$

磁芯截面积为

$$A = \frac{D-d}{2}h = \frac{4-2}{2} \times 1 = 1(\text{cm}^2) \text{ 或 } 10^{-4}(\text{m}^2)$$

根据等式(4-30)可得环形电感量为

$$L = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r}{l} A = 40^2 \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 47}{0.03\pi} 1 \cdot 10^{-4} = 100 \cdot 10^{-6} \text{H} = 100\mu\text{H}$$

即此环形电感的电感量为 $100\mu\text{H}$ 。

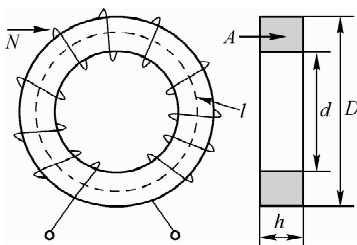


图4-18 不带气隙的环形电感

### 4.7.2 带气隙磁芯电感的计算

如图4-19(a)所示的环形电感，环上开有一个气隙 $\delta$ 。则开气隙的等效磁路如图4-19(b)所示。

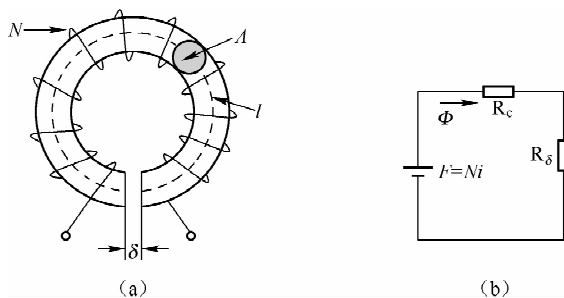


图4-19 带气隙的磁芯电感

线圈的电感为

$$L = N^2 \frac{1}{R_c + R_\delta}$$

式中,  $R_c = \frac{l_c - \delta}{\mu A_c} \approx \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_c}$ ,  $R_\delta = \frac{\delta}{\mu_0 A_\delta}$ 。如果  $R_c \ll R_\delta$ ，上式可近似为

$$L = N^2 \frac{1}{R_\delta} = N^2 \frac{\mu_0 A_\delta}{\delta} \quad (\text{可见只与气隙的参数有关}) \quad (4-31)$$

由上式可见，相同匝数带气隙的电感量基本只与磁芯气隙的几何参数有关。

**例 2** 开关电源中常用 EE 型磁芯作 PFC 电感，假设用 EE40 型磁芯，只有中柱开气隙  $\delta = 0.2\text{mm}$ ，线圈绕在中柱上，共 25 匝，求电感的电感量。

**解：**查磁芯材料手册，得 EE42 型磁芯中柱横截面积  $A_e = 127$ 。同时，由于气隙长度很小，则由等式 (4-31) 得该电感的电感量为

$$L = N^2 \frac{1}{R_\delta} = N^2 \frac{\mu_0 A_\delta}{\delta} = 25 \cdot 25 \cdot \frac{127 \cdot 4\pi \cdot 10^{-10}}{0.2} = 498 \cdot 10^{-10} \text{H} = 498 \mu\text{H}$$

## 4.8 开关电源常用的软磁材料

常用软磁材料的分类如下。

合金：硅钢片，坡莫合金，非晶及微晶合金。

粉芯：铁粉芯，铁硅铝，高磁通粉芯，坡莫合金粉芯 (MPP)。

铁氧体：锰锌铁氧体 (功率铁氧体，高导铁氧体)，镍锌铁氧体。

### 4.8.1 铁氧体

铁氧体是开关电源中应用最多的软磁材料。铁氧体是深灰色或黑色陶瓷材料，质地既硬又脆，化学稳定性好。主要有两类：锰锌铁氧体和镍锌铁氧体。这些材料在居里温度 ( $T_c$ ) 下，表现出良好的磁特性。它们能够很容易地被磁化，并具有较高的电阻率，因此可工作在很高的频率，而不必做成像硅钢片那样的叠片。

锰锌 (MnZn) 铁氧体电阻率较低，通常工作在 1MHz 以下；而镍锌 (NiZn) 铁氧体具有更高的电阻率，因此它适合工作在 1MHz 以上的场合。由于铁氧体材料中含有非磁黏合剂，铁氧体材料的初始磁导率比磁合金低得多，同时其磁化曲线和磁粉芯一样，具有缓慢饱和特性。

不同型号和结构的磁芯，磁路尽管是按照等截面原则设计的，但由于工艺和成本要求，一般磁芯磁路并不是等截面的。为了简化计算，在磁性材料手册中列出了一组有效尺寸。这些尺寸是将不同规格型号的非均匀截面磁芯，等效于一个等截面环形磁芯。等效环具有与非均匀截面磁芯相同的磁特性，等效环的几何参数就是非均匀截面磁芯的有效截面 ( $A_e$ )、有效长度 ( $l_e$ ) 和有效体积 ( $V_e$ )。对于非均匀截面的磁芯磁阻为：

$$R_m = \frac{l_e}{\mu_e A_e}$$

磁芯电感可以用磁阻来计算 (尺寸单位为毫米)：

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{0.4\pi \times 10^{-9} \mu_e N^2 A_e}{l_e} \quad (\text{H})$$

**例 3** 某反激电源变压器，采用 EE25 磁芯，输入电压为 400V，开关频率为 66kHz，占空比  $D$  为 0.25，变压器原边匝数为 120 匝，求磁芯中峰值磁感应强度。

**解：**查磁芯手册知，EE25 磁芯的有效截面积  $A_e = 40\text{mm}^2$ ，根据电磁感应定律有

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} = NA_e \frac{dB}{dt}$$
$$B_{\max} = \Delta B = \frac{V\Delta t}{NA_e} = \frac{400 \cdot 0.25}{120 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 66 \cdot 10^3} = 316\text{mT}$$

即磁芯中峰值磁感应强度为 316mT。

图 4-20 所示为 PC40 铁氧体磁性材料磁化曲线与温度的关系。在 100℃ 时，饱和磁感应强度由常温（25℃）的 0.42T 下降到 0.34T。因此，在选择磁芯工作磁通密度时应考虑这一因素。

图 4-21 是在不同的磁感应摆幅和频率时比损耗与磁材料温度的关系。从图中可见，比损耗随温度增加有一个最小值。对于功率铁氧体一般在 80 ~ 100℃ 之间达到谷底。在谷底温度以下，磁材料温度增加，损耗减少，是一个负反馈过程。在谷底温度以上，磁材料温度增加，损耗增加，是一个正反馈过程。因此一般功率磁芯温度控制在谷底温度以下比较合理。也就是说铁氧体变压器磁芯的温度最好在 80 ~ 100℃ 之间，这样设计出来的变压器具有最好的性价比。

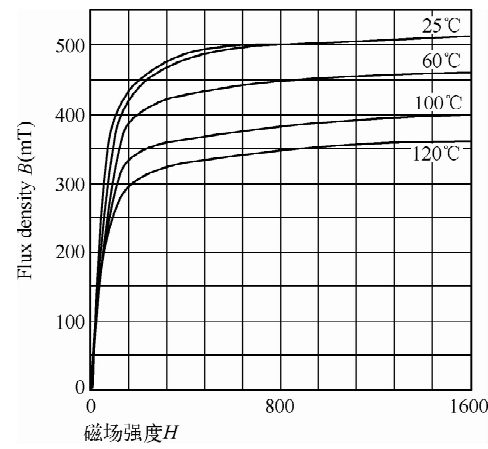


图 4-20 PC40 磁芯 B - H 曲线与温度的关系

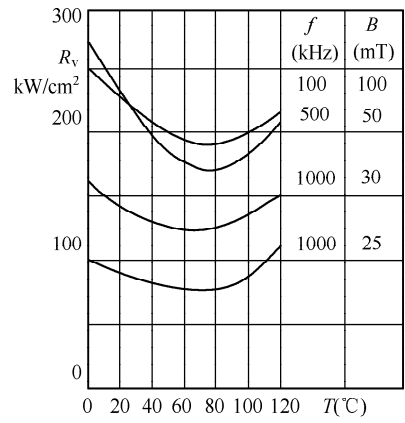


图 4-21 不同频率/磁感应摆幅时比损耗与磁材料温度的关系

图 4-22 为磁材料在一定温度下，不同工作频率的比损耗与磁感应摆幅的关系。从图中可以看出，相同磁感应振幅时，频率越高，比损耗越大；相同频率，磁感应摆幅越小，比损耗越小。因此对于开关电源的电感、变压器，相同条件下，频率越高，温升越大，损耗越厉害；相同频率下，可以通过减小磁感应摆幅来使磁芯温升不超过允许值。

磁芯生产厂通常提供比损耗与磁感应摆幅、频率（变化量）的关系损耗曲线，曲线中损耗包含了磁滞、涡流和剩余损耗。不过图 4-21 和图 4-22 的损耗关系是磁材料在正弦波电源激励下，双向对称磁化测试结果。该曲线是高频应用中选择磁感应摆幅的依据。

图 4-23 为初始磁导率与频率的关系，从图中可见铁氧体材料不适合应用于 1MHz 以上频率的场合。对于常用的铁氧体 PC40，最好应用在 500kHz 以下；而对于 PC50，则可以应用到更高一些的频率处。

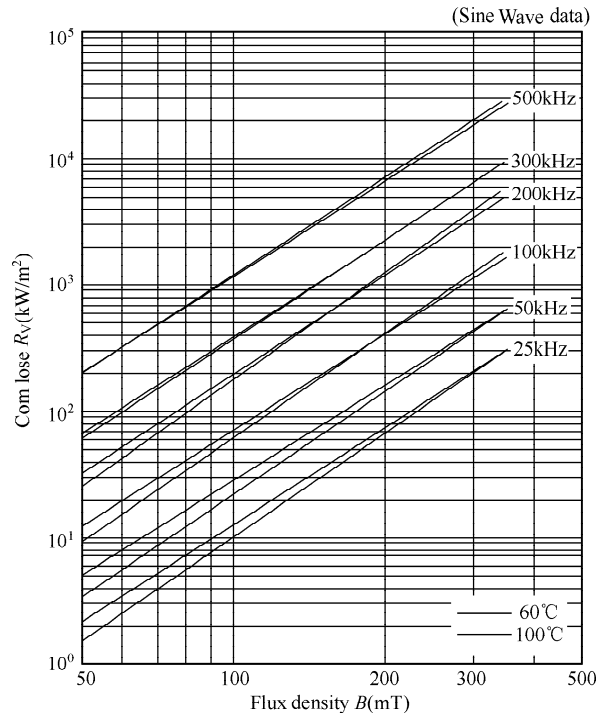


图 4-22 比损耗与磁感应摆幅的关系

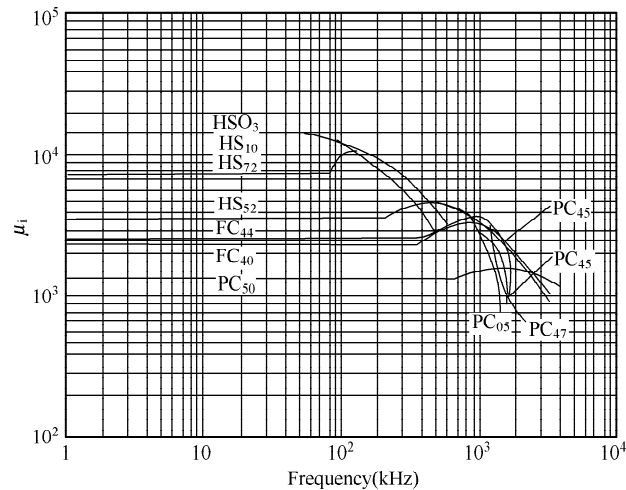


图 4-23 初始磁导率与频率的关系

图 4-24 为损耗系数与频率的关系，可见频率越高，铁氧体磁芯的损耗系数越大。

铁氧体与其他软磁材料比较，饱和磁感应比较低（0.5T），而且温度影响大。但其电阻率高，高频损耗小。在高频时，由于损耗限制磁感应摆幅，工作磁感应远小于饱和磁感应。而且铁氧体材料拥有多种材料和磁芯规格满足各种要求，加之价格较其他材料低廉，所以铁氧体是目前在开关电源中应用最为广泛的材料。

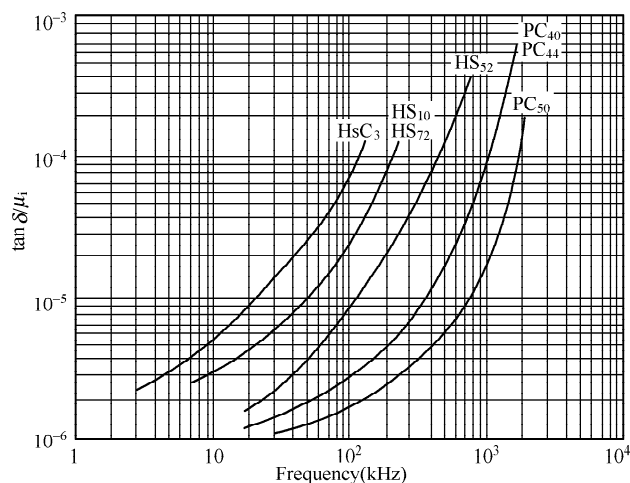


图 4-24 损耗系数与频率的关系

### 4.8.2 磁粉芯

磁粉芯通常将磁性材料极细的粉末和黏结剂的复合物混合在一起，通过模压、烧结，一般形成环状的粉末金属磁芯。由于磁粉芯中存在大量非磁物质，相当于在磁芯中存在许多非磁分布气隙，在磁化时，这些分布气隙中要存储相当大的能量，因此可用这种磁芯作为电感和反激变压器磁芯。但是能量不存储在磁粉芯中高磁导率的金属合金磁材料部分。带气隙磁芯特性产生偏斜，即有效磁导率降低。可以通过改变颗粒尺寸、磁性材料与复合材料的比例，获得不同的有效磁导率。按磁芯的磁导率分类，磁芯有效磁导率范围从 15 到 200。

在低磁通密度时，磁通趋向集中于最容易通过的路径（低磁阻），即磁粒相互间靠近的部分（铁粉芯内部结构示意图如图 4-25 所示）。当磁通密度增加时，这些容易经过的路径区域首先饱和。这些首先饱和的磁粒部分的磁导率变成  $\mu_0$ ，磁阻加大，相当于气隙加宽，增量磁通增加移动到磁材料尚未饱和的路径。这个过程继续着，随着磁通的增加，增量气隙有效宽度增加。增量磁导率（或电感系数）进一步减小，可看到  $B-H$  曲线不是在磁芯达到饱和前有良好的线性，而是缓慢进入饱和（典型磁粉芯磁化曲线如图 4-26 所示）。

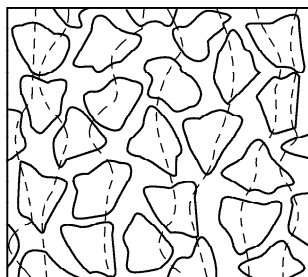


图 4-25 铁粉芯内部结构示意图

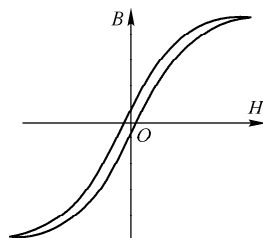


图 4-26 典型磁粉芯磁化曲线

在粉芯金属磁芯中，这种有效磁导率  $\mu_e$  的非线性特性是不可避免的，除非限制磁通密度远小于饱和磁感应强度  $B_s$ 。在某些电感器中，希望电感随直流激励变化而变化，可以利用  $\mu_e$  的非线性做成非线性电感。

磁粉芯根据含磁性材料粉末的不同有 4 类：铁粉芯，铁铝硅（Kool mu），高磁通粉芯（铁镍磁粉），坡莫合金粉芯（MPP）。四种磁芯特点如下。

1. 铁粉芯

- (1) 成分是极细的铁粉和有机材料；
- (2) 磁导率在 10 ~ 75 之间；
- (3) 价格最低；
- (4) 材料很软，甚至可用小刀在磁芯上切开缺口；
- (5) 磁芯损耗相当高；
- (6) 饱和磁感应强度在 14000Gs 左右。

铁粉芯由炭基铁磁粉及树脂炭基铁磁粉构成，由于价格低廉，铁粉芯至今仍然是用量最大的磁粉芯。需要注意的是，在高于 75℃ 的大功率应用中，必须考虑由于有机成分的老化而引起电感品质因数的永久性降低，降低的程度取决于时间、温度、磁芯大小、频率和工作磁通密度。表 4-1 列出了 micrometall 生产的铁粉芯材料牌号、参考磁导率、密度、相对成本、磁粉芯颜色，在选用铁粉芯时，可作参考。铁粉芯的应用有悠久的历史，目前主要用于各种电源的输入、输出滤波电感，使用频率可达 100kHz。

表 4-1 micrometall 铁粉芯材料特性

材料牌号	参考磁导率 $\mu_0$	$B_{sm}$ (T)	材料密度 (g/cm <sup>3</sup> )	相对成本	铁粉芯颜色
-2	10	0.5	5.0	2.7	红/清
-8	35	1.25	6.5	5.0	黄/红
-18	55	1.03	6.6	3.4	绿/红
-26	75	1.38	7.0	1.0	黄/白
-28	22	0.974	6.0	1.9	灰/绿
-33	33	1.1	6.3	1.6	灰/黄
-38	85		7.1	1.1	灰/黑
-40	60	1.38	6.9	1.0	绿/黄
-45	100		7.2	2.6	黑/黑
-52	75	1.4	7.0	1.4	绿/蓝

2. Sendust 磁芯（铁硅铝）——市售名称 Arnold 称为 MSS, Magnetics Inc. 称为 Kool mu

铁硅铝特点如下。

- (1) 合金组成成分为铝 6%、硅 9% 和铁 85%；
- (2) 损耗较低，磁致伸缩系数接近零；
- (3) 材质硬；
- (4) 饱和磁感应强度在 10500Gs 左右；
- (5) 磁导率为 26, 60, 75, 90 和 125；
- (6) 具有最佳的性能价格比，常用在开关电源中作储能电感之用。

AlSiFe（铁硅铝）金属磁粉芯磁环是一种用粉末冶金工艺制成的软磁材料，由于材料的本身特性使该材料具有高  $B_s$ ，又由于该磁环内部本身存在气隙，因此具有很好的直流偏磁特性，高频损耗小（相对 Fe 粉芯），又由于其价格适中，因此是各种电感器的首选材料。如开关电源输出电感器、APFC 电感器、直流滤波电感器等。铁硅铝比铁粉芯具有更强的抗直流偏磁能力。由于不含有机成分，铁硅铝粉芯不存在老化问题，工作温度可达 200℃。

### 3. 坡莫合金粉芯

- (1) 饱和磁感应强度值为 7500Gs；
- (2) 磁导率范围大（14 ~ 550）；
- (3) 在粉末磁粉芯中具有最低的损耗；
- (4) 温度稳定性极佳；
- (5) 磁致伸缩系数接近零；
- (6) 粉芯中价格最贵。

坡莫合金粉芯在磁粉芯中具有最低的磁芯损耗，温度稳定性极佳（磁导率小于 330 的材料从 -60℃ 到 80℃ 磁导率相对变化小于 0.4%），抗直流偏磁能力仅次于铁硅铝粉芯，由于含镍量高，价格也是磁粉芯中最贵的。主要用于高品质因数滤波器（300kHz 以下）、感应负载线圈、谐振电路、对温度稳定性要求高的 LC 电路输出滤波电感等。

### 4. 高磁通粉芯

- (1) 饱和磁感应强度值在 15000Gs；
- (2) 磁导率从 14 ~ 160；
- (3) 在粉末磁芯中有最高的磁感应强度；
- (4) 价格低于坡莫合金粉芯（MPP）。

高磁通（High Flux）粉芯的成分为：50% Ni、50% Fe，饱和磁感应强度为 1.4T 左右，磁导率有 14, 26, 60, 125, 147, 160 等，是磁粉芯中具有最强抗直流偏磁能力的材料（如磁导率为 60 的 HF 材料在 1000Oe 磁场下仍然没有饱和），磁芯损耗与铁粉芯相近，比铁硅铝大许多。主要用在高 DC 偏压、大直流电流和低频交流电路中，也用于线路滤波器、交流电感、输出电感等，价格高于铁粉芯和铁硅铝。

总结：

(1) 软磁材料是指既容易磁化，又容易去磁的磁材料。描述材料磁性能的主要指标的低频和直流，参数是饱和磁通密度  $B_s$ ，剩磁感应  $B_r$ ，矫顽力  $H_c$  和磁导率  $\mu$ 。磁性材料的磁化曲线是非线性的，并有磁滞特性。

(2) 磁芯损耗由磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗组成。低频时，磁芯损耗主要是磁滞损耗。高频时，涡流和剩余损耗占主要部分。材料的饱和磁感应和磁芯损耗是设计开关电源时需要考虑的重要因素。

(3) 因磁材料电阻率不为零，在交变磁场中，磁芯材料的横截面上感应电势，在材料中产生涡流，相当于 1 匝线圈。涡流将会引起电阻损耗，导致磁材料发热，并引起激磁电流加大。

(4) 磁性材料磁化时，送入磁场的单位体积能量正比于磁化曲线与纵坐标轴包围的面

积。其中一部分能量成为磁滞损耗，消耗在磁芯中；而另外一部分可返回电路，即可恢复的能量→磁场储能。每磁化材料一个周期，消耗在磁材料中的损耗与磁滞回线包围的面积成正比。

(5) 磁芯的磁导率是非线性的，随交流幅值和直流工作点而变化。当高磁导率磁芯开有气隙时，气隙的磁导率成为主要的成分，掩盖了磁芯磁导率的非线性特性，从而，整个磁芯的有效磁导率在很大范围内基本上等于气隙的磁导率，为一常数。

4.9 线圈

4.9.1 线圈的绝缘

为了避免导线之间短路和电气隔离，导线之间都加有绝缘材料。绝缘材料的寿命就是磁元件的寿命。绝缘材料绝大部分是有机化合物。在热的作用下，材料分解、挥发，导致绝缘性能下降，耐潮性变差和机械强度下降，这就是热老化。因此，热是绝缘材料老化的主要因素。在达到某一评定等级的情况下，材料在热作用下能工作的时间称为寿命。从寿命角度规定材料的极限工作温度。IEC 规定绝缘材料 7 个耐温等级如表 4-2 所示。

表 4-2 IEC 绝缘等级极限温度

绝缘等级	Y	A	E	B	F	H	C
工作温度℃	90	105	120	130	155	180	>180

通常认为 A 到 B 级绝缘，热老化温度与寿命大致遵循 8 度率。即每增加 8 摄氏度，寿命减半。B 以上等级不符合 8 度率。如 H 级每增加 12 摄氏度，寿命减半。广泛应用的寿命与温度的关系为

$$t = Ne^{\frac{b}{T}}$$

式中， $t$  为热寿命 (h)； $T$  为绝对温度 (K)； $N, b$  为与材料性质有关的常数。A ~ B 级， $N = 1.3 \times 10^{-8}$ ， $b = 1.14 \times 10^4$ ；对于 H 级， $N = 1.29 \times 10^{-8}$ ， $b = 1.7 \times 10^3$ 。

根据采用的绝缘等级和环境温度  $T_a$ ，就可以决定线圈的允许温升：

$$\Delta T = T_{\max} - T_a$$

式中， $T_{\max}$  为绝缘等级一般允许的最高温度，例如，实际 A 级绝缘允许的最高工作温度为 90℃，这是平均温度，最高温度有可能达到等级极限温度； $T_a$  为环境温度 (℃)，应当是工作环境温度。

如果磁芯材料采用非晶合金或磁粉芯，居里温度一般在 250℃ 以上，磁特性的温度稳定性好，采用 B 级以上绝缘。铁氧体居里点一般在 250℃ 以下，同时损耗曲线大约在 100℃ 以上是正温度系数，即温度增加，损耗增加。一般磁芯平均温度控制在 100℃ 以下，变压器热点温度不应当超过 120℃，与其相应的绝缘一般采用 E 级绝缘，最高工作温度为 100℃ 左右。如果磁芯损耗与线圈损耗相等，自然冷却时温升 40℃ 磁芯比损耗为 100mW/cm<sup>3</sup>。



### 4.9.2 线圈损耗

当直流电或低频交流电通过线圈时，线圈损耗为线圈直流电阻的损耗：

$$P_w = RI^2 = \frac{\rho_l l}{A_{cu}} I^2 = j\rho_l Il \quad (4-32)$$

式中， $R = \rho_l / A_{cu}$ ，为导线电阻； $I$ 为流过线圈电流的有效值； $j = I / A_{cu}$ 为电流密度； $A_{cu}$ 为铜导线截面积； $\rho_l$ 为温度  $t$  时的电阻率； $l$ 为线圈总长度； $Il$ 为所有线圈各个电流的有效值和其线圈长度的乘积之和。

可见线圈的功率损耗与线圈的电流密度成正比。电流密度越大，线圈损耗越大。低频时，A 级绝缘，选择电流密度为  $2.5 \sim 3 \text{ A/mm}^2$  ( $250 \sim 300 \text{ A/cm}^2$ )。E 级电流密度为  $4.50 \text{ A/mm}^2$ 。

电流密度的选择需要综合衡量导线损耗、元器件温升、磁芯窗口面积等因素。电流密度大，则导线电阻大，铜损耗大，温升高，降低了整个变换器的效率，但是电流密度选择大，导线截面积小，相同窗口可以绕更多的导线。开关电源中，磁性元件一般体积较小，表面与体积比大，散热容易，在自然冷却条件下，一般选取电流密度在  $4 \sim 6.5 \text{ A/mm}^2$ 。而模块电源中，磁器件有良好的散热条件，一般电流密度达到  $8 \text{ A/mm}^2$ ，甚至达到  $10 \text{ A/mm}^2$ 。

当导体中通过高频变化的电流时，有两种效应使得绕组铜损大于式 (4-32) 中的  $RI^2$  值，其一为集肤效应，另一为邻近效应，两者均起因于交变的磁场在导体中引起的涡流。集肤效应是由导线本身电流产生之磁场在本身导体所感应之涡流引起，而邻近效应则为邻近线电流所产生之磁场对此导体感应的涡流引起。

集肤效应使得电流在一导线中的流通密集于导线的外围。导线中电流密度从导线表面到中心按指数规律下降。导线有效截面减小而电阻加大，损耗加大。工程上定义从表面到电流密度下降到表面电流密度的 0.368 (即  $1/e$ ) 的厚度为穿透深度  $\Delta$ ，即认为表面下深度为  $\Delta$  的厚度导体流过导线的全部电流，而在  $\Delta$  层以内的导体完全不流过电流。

$$\Delta = \sqrt{\frac{2k}{\omega\mu\gamma}}$$

式中， $\mu$  为导线材料的磁导率； $\gamma = 1/\rho$  为材料的电导率； $k$  为材料电导率 (或电阻率) 温度系数。

从上式可以看出导体的穿透深度与流过电流的频率的平方根成反比，频率越高，穿透深度越小。铜导线在温度  $20^\circ\text{C}$ 、 $100\text{kHz}$  时的穿透深度为  $0.2089\text{mm}$ 。

### 4.9.3 集肤效应

单根载流导线通过直流或低频电流时产生的磁场如图 4-27 所示。根据安培环路定律，在导体中心点，磁场包围的电流为零，磁场也为零；由中心点向径向外延伸时，包围的电流逐渐加大，磁场也加强，当达到导体表面时，包围了全部电流，磁场也最强 ( $H = I/\pi d$ ，其中， $d$  为导线直径)。在导体外面，包围的电流不变，离开导线中心越远，磁路长度增加，

磁场也越弱。

集肤效应的说明如图 4-28 所示, 当导体通过高频电流  $i$  时, 变化的电流就要在导体内和导体外产生变化的磁场 (图 4-28 中  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$  和  $4 \rightarrow 5 \rightarrow 6$ ), 其垂直于电流方向。根据电磁感应定律, 高频磁场在导体内沿长度方向的两个平面  $L$  和  $N$  产生感应电势。此感应电势在导体内整个长度方向产生的涡流 ( $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow a$  和  $d \rightarrow e \rightarrow f \rightarrow d$ ) 阻止磁通的变化。可以看到涡流的  $a \rightarrow b$  和  $e \rightarrow f$  边与主电流  $O \rightarrow A$  方向一致, 而  $b \rightarrow c$  边和  $d \rightarrow e$  边与  $O \rightarrow A$  相反。这样主电流和涡流之和在导线表面加强, 越向导线中心越弱, 电流趋向于导体表面。由表面到中心电流也越来越小, 甚至没有电流, 也没有磁场。

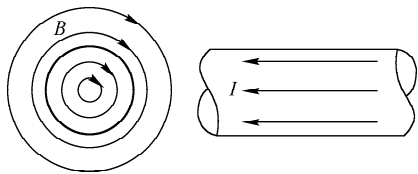


图 4-27 单根导线磁场

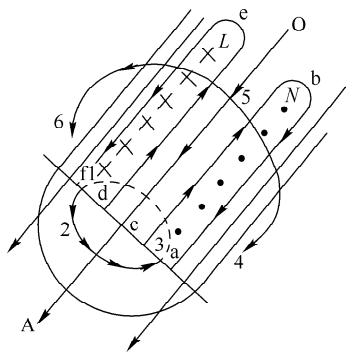


图 4-28 集肤效应的说明

可见, 集肤效应使导线的有效截面积减小, 也就是说导线的交流电阻与直流电阻之比增加, 当导线直径大于两倍穿透深度时, 对于圆导线, 交流电阻与直流电阻之比可表示为导线截面积与集肤面积之比。

大直径的导线因交流电阻引起的交流损耗大, 经常用截面之和等于单导线的多根较细导线并联。如果是两根导线代替一根, 细导线的直径  $d = D/\sqrt{2}$ ; 其中,  $D$  为单导线直径。单导线穿透截面积为  $\pi d \Delta$ , 两根并联导线的穿透面积为  $\sqrt{2} \pi d \Delta$ , 增加了 41%。

#### 4.9.4 邻近效应

邻近效应是由附近导线或绕组电流产生的交变磁场所引起, 其影响要比集肤效应大。假设有两根相邻的相同矩形截面 ( $a \times b$ ) 导体, 两根导线流过相反的电流  $i_A$  和  $i_B$ , 如图 4-29 所示。“ $\cdot$ ”表示流出纸面, “ $+$ ”表示流入纸面。从图上可知, 在两导体之间, 磁场方向相同而加强; 两导线之外侧, 磁场相反而抵消, 磁场很弱或为零。在导体内部, 由两导体外侧向内逐渐加强, 到达导体的内表面时磁场最强。

这样, 在靠近  $A$  的一边涡流与  $i_B$  的方向一致, 相互叠加; 而在远离  $A$  的一边, 涡流与  $i_B$  方向相反而抵消。同理导线  $A$  中的电流受到导线  $B$  中电流  $i_B$  产生的磁场作用, 在靠近导线  $B$  的一边流通。

因此, 邻近效应使得导体中电流挤在两导体接近的一边。

邻近效应对 Layout 的影响, 由于邻近效应, 电流集中在导线之间穿透深度的边缘上, 两导线之间相对面积越小, 表面间的磁场强度越强, 分布电感越大。如两导线距离  $w$  相同、

两导线电流数值相等, 由于导线间存储的能量与导线的宽度成反比。所以邻近效应使图 4-30 (b) 导线有效截面积减小最为严重, 损耗最大。为减小分布电感, 图 4-30 (a) 比图 (b) 好很多。因此, 在布置印刷电路板导线时, 输出导线与回流导线上下层分布最好。平行靠近放置在同一层最差, 即使导线很宽, 实际上仅在导线靠近的边缘有高频电流流通, 损耗很大。

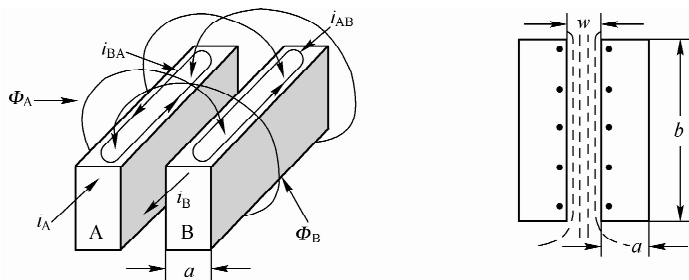


图 4-29 邻近效应的说明

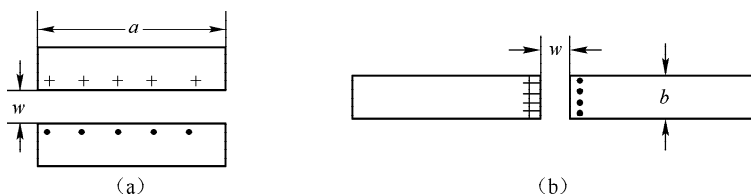


图 4-30 邻近效应对 layout 的影响

对于多层线圈, 如果导线的厚度大于穿透深度  $\Delta$ , 假设每段线圈是  $n$  层, 由于邻近效应, 则初级第  $n$  层内表面最大电流是低频电流的  $n$  倍, 其外表面反向电流是低频电流的  $n-1$  倍。如果电阻相同,  $n$  层的损耗是它的第一层损耗的  $[(n-1)^2 + n^2]$  倍。

如果将导线直径减小到接近穿透深度  $\Delta$ , 在每根导线的内外表面的  $+$  和  $\cdot$  开始合并, 部分抵消了, 部分磁场穿透到导体内部。当导线直径远远小于穿透深度  $\Delta$  时, 磁场完全渗透到导体内, 导体内的相反电流完全合并而抵消了, 电流分布于每根导线整个截面。

## 4.10 变压器绕法与漏感

(1) 简易绕法 (顺序绕法), 此种绕法如图 4-31 所示, 具体为先绕原边, 绕完原边再绕次边, 或者先绕次边, 绕完次边再绕原边。

(2) 三明治绕法。三明治绕法是用两组初级侧绕组将次级侧包在里面, 或是用两组次级侧绕组将初级侧绕组包在里面。一般的做法如图 4-32 所示, 把原本要使用的  $N_p$  分成两个部分, 先绕一半匝数的初级绕组, 再绕所有次级绕组  $N_s$ , 然后再接着绕剩下的一半初级绕组。

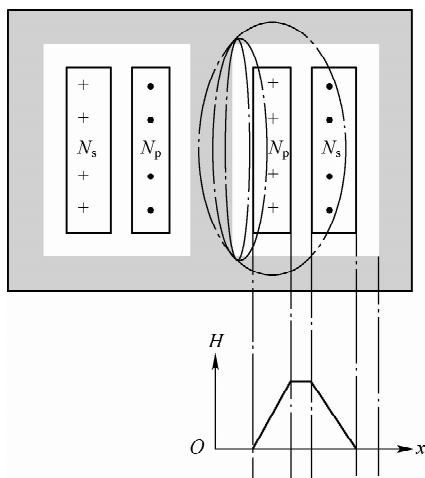


图 4-31 变压器简易绕法

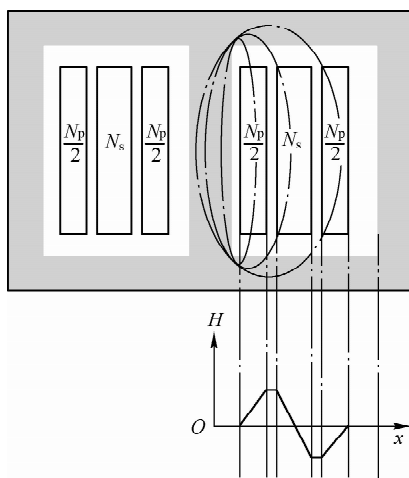


图 4-32 变压器三明治绕法

但若是有多组输出又是低压、大电流且类似一固定负载的情况下，将二次侧分为两部分把一次侧放在中间反而有好处。这种绕法，拥有二次侧大电流的绕线非常接近铁芯，其平均绕线之长度较短，铜损较低。另一优点是接近铁芯，所以交流电压低，可减少由一次侧耦合至铁芯的高频杂波。

(3) 逐层（多层）绕法。当有多组输出或圈数较多时，常采用初、次级分层绕法，即 1、3、5 等奇数层绕初级绕组，2、4、6 等偶数层绕次级绕组。这种绕法仍可保持初、次级间的耦合，又可在初、次级间垫绝缘纸，提高初、次级之间的绝缘强度和抗电晕能力（变压器多层绕法如图 4-33 所示）。

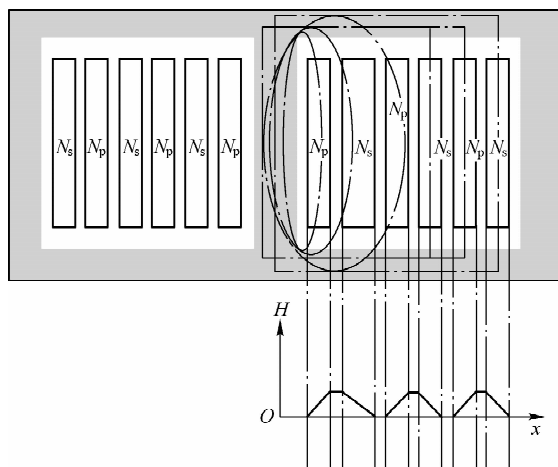


图 4-33 变压器多层绕法

### 1. 变压器的漏感

在实际变压器中，如果初级磁通不全部匝链次级就会产生漏感。漏感是一个寄生参数。以单端变换器为例，功率开关由导通状态转变为断开时，漏感存储的能量就要释放，会产生

很大的尖峰电压,造成电路器件损坏和很大的电磁干扰,并恶化了效率。虽然在电路中可增加缓冲电路抑制干扰和能量回收,但首先在磁芯选择、绕组结构和工艺上尽可能地减少漏感。

图4-31~图4-33给出了典型的E型磁芯不同绕法时的磁芯窗口磁场分布情况,以反激变换漏感测试为例(测试漏感时副边绕组短路),其他情况与此分析方法类似。线圈安放在中柱上,初级在外,次级在内。没有磁芯时,线圈外磁场很弱;有高磁导率磁芯时,线圈外磁场被磁芯短路。对于每一个磁力线环路,根据高斯环路定律,对于任意闭合回路, $Hl = NI$ ,又由于空气的磁导率比磁芯的磁导率小很多,线圈整个磁势 $I_1 N_1$ 主要降落在窗口空气路径上。因此,几种绕法的窗口磁芯磁场分布情况,分别如图4-31~图4-33所示。

磁芯窗口磁场的能量也就是变压器漏感的能量,根据能量相等,可以从理论上计算出变压器的漏感。

磁芯窗口磁场的能量与磁场强度的平方以及窗口的宽度成正比,与窗口的高度成反比。而相同电流下,磁场强度与绕组匝数成正比。

因此,变压器的漏感与初级匝数的平方成正比,与窗口的高度成反比。减少匝数,选取大的窗口高度可减少漏感。还应当看到,线圈之间的间隔越小,漏感也越小。在初、次级线圈之间,漏感磁场强度最高。因磁场能量正比于 $H$ 的平方,磁场能量最大,由此对漏感影响也最大。因此,在变压器的制作过程中,在初次级之间加屏蔽层,可以减小寄生电容,但是漏感却增加很大。

还可以从图4-31~图4-33看出相同 $NI$ 的情况下,简易绕法的磁场能量最大,三明治绕法的磁场能量其次,多层绕法的磁场能量最小。也就是说,简易绕法的漏感最大,三明治绕法的漏感其次,而多层绕法的漏感最小。

## 2. 减小变压器漏感的方法

从上面的磁芯窗口磁场分布情况分析可知,变压器的漏感不仅与初级的匝数有关,而且还与初级和次级线圈的相对位置有关,线圈间磁场强度越大,漏感越大。要减小高频开关电源变压器漏感,可以从以下几方面入手。

(1) 采用三明治绕法可以有效减小漏感,而且适合批量生产。如果绕组很多,也可以采用多层绕法,不过线圈分得太多,绕制工艺复杂,线圈间间隔比例加大,充填系数降低,同时初级与次级之间的屏蔽困难。

(2) 在输出与输入电压都比较低的情况下,又要求漏感非常小,如驱动变压器,可以采用双线并绕,同时采用窗口宽高比较大的磁芯,像罐型、RM型、PM型铁氧体磁芯,这样在窗口中磁场强度很低,可以获得较小的漏感。

(3) 条件允许的情况下降低变压器绕组的匝数,因为漏感与匝数的平方成正比。

(4) 选择窄而高的磁芯形状。漏感与磁芯的窗口高度成反比,而与磁芯的宽度成正比。

(5) 减小绕组之间的绝缘或空隙。目的是减小绕组之间的磁场强度,从而减小漏感。

## 3. 变压器电感的测量

由前面变压器的等效电路,可知将二次侧短路(如果二次侧有多个绕组,最好每个绕组均短路),这样所测到的一次侧绕组的电感量,就是变压器一次侧的漏感量。变压器漏电

感的测量如图 4-34 所示。

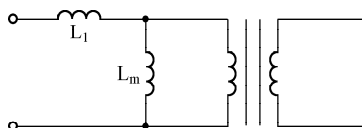


图 4-34 变压器漏电感的测量

同理，如果要测试副边或其他绕组的漏感，则尽量短接除被测绕组外的所有绕组，所测该绕组的电感量即为此绕组的漏感量。

如果将变压器副边各绕组开路，测试原边绕组的电感量，则为变压器原边绕组的励磁电感量。

## 4.11 变压器杂散（寄生）电容

变压器中有许多杂散电容存在，例如绕组与绕组之间存在杂散电容，铁芯与绕组之间存在杂散电容等。这些电容受绝缘厚度以及绕线架构等影响较大。

在高频开关电源中，杂散电容会传递绕组间的共模干扰，因此杂散电容不能太大。

在开关电源电路中，变压器寄生电容等效模型可以用图 4-35 来表示，从宏观上来讲，存在绕组对地的电容和绕组之间的电容。

为了减少初级和次级之间的电的耦合，可以采用恰当的屏蔽措施（如图 4-36 所示）。用薄铜带或金属绝缘膜隔离围绕在初级和次级之间，构成电气屏蔽。（注：这里的电气屏蔽与常常看到的在变压器外围加铜薄片对变压器进行磁屏蔽不同。变压器外面包裹铜薄片进行磁屏蔽的原理是：铜箔片不是导磁材料，对漏磁通起不到直接屏蔽作用，但铜箔片是良导体，交变漏磁通穿过铜箔片的时候会产生涡流，涡流产生的磁场方向正好与漏磁通的方向相反，使部分漏磁通被抵消，因此，铜箔片可以起到磁屏蔽的作用）。这里的电气屏蔽必须本身绝缘，不能构成短路匝。因为屏蔽总是处于高磁场强度区，屏蔽层厚度必须远小于  $\Delta$ ，一般为  $\Delta/3$ ，避免无源涡流损耗。屏蔽应当以最小的引线电感直接焊接到变压器初级线圈的“静止”电压端，才能起到屏蔽作用。这里的静止电压端可以是初级地，或初级输入高压直流端等。

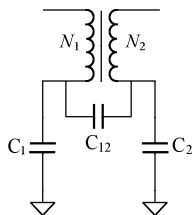


图 4-35 变压器寄生电容等效模型

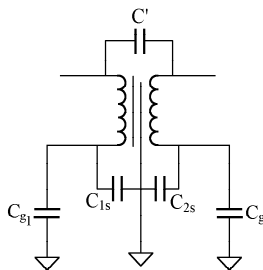


图 4-36 变压器屏蔽后的寄生电容

在图 4-36 中变压器初级和次级间线圈间电容为  $C_{12}$ 。初级和次级对地电容分别为  $C_{g1}$  和  $C_g$ 。加入屏蔽后，初级和次级到屏蔽的电容分别为  $C_{1s}$  和  $C_{2s}$ 。剩余电容为  $C'$ （屏蔽不是无

限大,也并非无缝隙的封闭体,在初级和次级间还存在剩余电容)。如果初级开关电压为  $U_{i1}$ ,无屏蔽时在次级的干扰电压为

$$U_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_g} U_{i1}$$

从上式可知,初、次级之间的电容越小,相互干扰就会越小。加入屏蔽后:

$$U_2'' = \frac{C'}{C + C_{2s} + C_g} U_{i1} \approx \frac{C'}{C_{2s} + C_g} U_{i1}$$

加入屏蔽后,由于  $C' \ll C_{12}$ ,因而,原副边的干扰得以大大降低。不过需要注意的是,屏蔽层必须良好地和“静止”电压端进行连接。否则,不仅不会起到屏蔽作用,反而还会加强干扰。

因此,屏蔽层可靠接地是非常重要的。当初级或次级有很高的瞬态电压时,往往采用双重屏蔽。根据线圈安排,选择屏蔽接地点。常见初级接在输入电压“+”端。输出接在输出“-”端。

在初级开关,初级到屏蔽的电容的充电电流损耗在开关中,会引起开关损耗增加,元器件温度升高和转换效率降低。

此外,绕线端部之间的电容也称为分布电容(端部电容)。端部电容在低压和低阻抗线圈中可以忽略,单层线圈端部电容很小。而在高压线圈中,线圈来回绕成许多层。上一层的末尾与下一层的开头之间存在电容,交流电位差大,形成旁路电流。此等效电容与线圈并联。在变压器中,初级分布电容会与互感和漏感引起串联和并联谐振。次级在二极管反向恢复时与漏感引起振荡和尖刺。

减小寄生电容的方法如下:

- (1) 可选用介电常数低的绝缘材料,适当增加绝缘厚度。
- (2) 减少绕组宽度,从而减小电极面积。
- (3) 避免并绕。
- (4) 用静电屏蔽,如 Faraday 屏蔽。

在设计变压器时,除非用于谐振的变压器,一般希望变压器的漏感、杂散电容越小越好。

## 4.12 无源损耗

如果导体位于初、次级之间高磁场强度区,即使导体不是线圈的一部分或不处在工作时间也会引起损耗。这种情况包括:线圈间电磁屏蔽,轻载或空载的次级线圈,如中心抽头暂不通电流的线圈,以及处于散磁区的线圈。

如果“无源线圈”的导体厚度和  $\Delta$  差不多,磁场不能全部穿透。于是相等的相反电流在无源线圈的每一层的相反表面流通,净磁场强度为零。表面电流可能十分大,将引起明显的附加的线圈损耗。

减少和限制无源线圈损耗的措施如下:

- (1) 将线圈放置到高交流磁场区外;
- (2) 通过交错和采用宽窗口的磁芯,减小磁场强度;

(3) 采用更薄导体。例如,屏蔽层铜带厚度为  $\Delta/3$ 。

法拉第屏蔽避免了初、次级(更多次级)之间的耦合。而屏蔽总是处于最高磁场强度区。因为屏蔽层电流很小,导体厚度应当远小于穿透深度  $\Delta$ 。

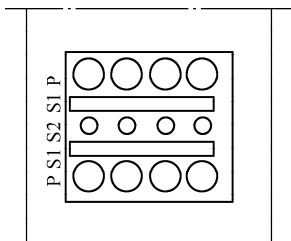


图 4-37 初、次级多层线圈分配

对于多次级,线圈安排的次序是最高功率次级最接近初级,而低功率次级远离最高磁场区。这样也可以附带减小有害的漏感对交叉调节的影响。如果初级线圈交叠在次级外边,则可将最高功率次级分开成 S1,放在低功率次级 S2 之外。两个 S1 以及初级可以串联或并联,即可获得理想的结果。初、次级多层线圈分配如图 4-37 所示。

## 4.13 开关电源中功率变压器和电感的设计

### 4.13.1 功率电感

由第 1 章的电路分析知,无论是 Boost 电路,还是 Buck 电路都存在两种工作状态,电感电流连续模式和电感电流非连续模式。

电感电流断续模式(非连续模式)——瞬时安匝(在所有线圈中)在每个开关周期内有一部分时间停留在零状态。

电感电流非连续模式工作的特点:

(1) 功率开关在零电流条件下开通,而二极管在零电流下关断,对 EMI 有比较好的影响。

(2) 与电感电流连续比较,处理同样的功率,需要电感量较小。电感小,体积小,并有较好的动态性能。

(3) 假设整个负载范围内电感电流非连续(DCM),导通时间存储在电感中的能量为

$$W_m = \frac{1}{2} L I_p^2$$

式中,  $I_p$  为峰值电流。

在截止时间内将导通时存储在电感中的能量全部传输到负载。存储在磁芯线圈中的能量与线圈电感量和电流的平方成正比。可见,在一定的工作频率下,当输出功率一定时,非连续工作模式电感电流峰值很大。与此相对应,磁芯中磁感应变化同样很大。

(4) 如果与电流连续时输出电流相同,功率开关和二极管的峰值电流几乎成倍增加,导通损耗增加。

(5) 由于非连续模式峰值电流很大,功率开关关断损耗大大增加。

(6) 电流的脉动分量加大,纹波加大,磁芯和线圈以及输出滤波电容的损耗将显著增加。

因此,电感电流非连续模式一般仅适用于小功率场合。

电感电流连续模式,在每一个周期内,电感的安匝没有停留在零的时间。电感电流是一个脉动分量叠加在一个很大的直流分量上。对应磁芯中一个交变磁通分量叠加在一个直流偏



磁上。电感电流连续模式磁芯工作状态如图 4-38 所示。磁芯工作在很大直流偏置的局部磁化曲线上。

如果电感  $L = (N^2 \mu_0 \mu_e A_e) / l_e$  为线性电感，即磁芯有效磁导率  $\mu_e$  为常数，则磁感应  $\Delta B$  为

$$\Delta B = \frac{L \Delta I}{N A_e}$$

式中， $\Delta I$  为电感电流变化量； $N$  为电感线圈匝数； $A_e$  为磁芯有效截面积。

对于直流分量：

$$B = \frac{\mu_0 \mu_e N I}{l_e} = \frac{L I}{N A_e}$$

可见，磁感应（磁通）变化波形与电流变化波形一样。即

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta B}{B}$$

对于电感电流连续模式和非连续模式工作电感的设计，往往都利用临界模式作为分析计算的工具。对于非连续模式的设计一般可以考虑在满载时工作在临界模式加以计算。

对于非连续变换 Buck 电感：

$$L \leq \frac{(V_{in} - V_o) \cdot T_{on}}{\Delta I} = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot T_{on}}{2 \cdot I_o} = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{2 \cdot I_o \cdot f} = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot V_o}{2 \cdot I_o \cdot f \cdot V_{in}}$$

对于非连续工作模式的 Boost 电感：

$$L \leq \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{\Delta I} = \frac{V_{in} \cdot D(1-D)}{2fI_o} \quad (4-33)$$

Boost 线路临界模式工作时， $V_o = \frac{V_{in}}{1-D}$ ，求出占空比  $D$  再带入式 (4-33) 即可求出非连续工作模式 Boost 变换的最大电感值。

对于连续工作模式，我们则可以选择比如 30% 的负载时，系统进入临界模式。这样，设计连续模式 Buck 电感可用：

$$L \geq \frac{(V_{in} - V_o) \cdot T_{on}}{\Delta I} = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot T_{on}}{2 \cdot (0.3 \cdot I_o)} = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{0.6 \cdot I_o \cdot f} = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot V_o}{0.6 \cdot I_o \cdot f \cdot V_{in}}$$

连续工作模式 Boost 电感：

$$L \geq \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{\Delta I} = \frac{V_{in} \cdot D(1-D)}{2f(0.3 \cdot I_o)}; \text{其中 } V_o = \frac{V_{in}}{1-D}$$

要使得磁芯在整个负载范围内不饱和，在最大输出电流 ( $I_o + \Delta I/2$ ) 时，磁芯应不饱和。磁芯应当采用带气隙铁氧体或磁粉芯。

电感为一个能量存储元件。为了有效地存储和返回能量到电路中去，并要求体积最小，在磁芯不饱和情况下，磁导率不能太高，但又不能太小。为此，在高磁导率材料磁芯中串联一个非磁气隙，用来调整有效磁导率  $\mu_e$ 。在铁氧体或合金带料磁芯中，需要一个单独的气隙。但在粉末金属磁芯中，气隙分布在磁性金属粉末之间——黏结剂所占的空间。

当气隙在整个磁芯分布时，像磁粉芯材料，线圈只需均匀分布在整个磁芯的长度上绕制

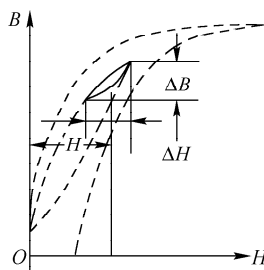


图 4-38 电感电流连续模式磁芯工作状态

就可以了。而对于在高磁导率磁路上加入气隙的磁芯，则几乎全部激励磁场加在气隙上，在气隙边缘和邻近的磁路上存在严重的边缘磁通和外部的杂散磁通。这些散磁通会带来以下的严重后果。

- (1) 散磁通会引起周围电路的电磁干扰；
- (2) 散磁通引起周围电路损耗；
- (3) 散磁通引起铜箔线圈导体涡流，减小导体有效截面积，增加导体损耗，或引起导体局部过热。

为了减少杂散磁通，应将线圈分布与气隙一致。整个线圈磁势直接降落在气隙长度上。加在线圈长度以外的磁路磁压降近似为零，磁位差很小，散磁通也就很小，对外电路干扰大大减小。对于 E 型（EE、EC、ETD、RM，等等）磁芯，气隙最好开在中柱上，边柱不留气隙。

### 1. 电感磁芯尺寸

电感磁芯尺寸的选取可以用 AP 法进行近似计算，对于电源工程师一般凭经验进行选取的比较多（因此本书不详细讨论 AP 法的计算，大家如有兴趣可以参考相关书籍）。

电感磁芯的使用，如果损耗不严重，如工作在连续模式，则磁芯的最大磁通密度  $B_{\max}$  是决定磁芯选择的因素。如果磁芯损耗严重，如工作在非连续模式，则每个周期的磁通摆幅  $\Delta B$  是限制磁芯的主要因素。

### 2. 气隙磁芯电感的计算

带有气隙的磁芯电感，磁材料的磁阻比气隙的磁阻小得多，通常在计算时忽略不计。此类电感可以用式（4-34）计算：

$$L = N^2 G_{\delta} = \frac{\mu_0 N^2 A_{\delta}}{\delta} \times 10^{-2} (\text{H}) \quad (4-34)$$

上式中长度单位为 cm。 $A_{\delta}$  为校正气隙截面积（ $\text{cm}^2$ ）。从上式可以看到，气隙磁芯的电感量与磁芯气隙的长度成反比，通常通过调整气隙尺寸来调整电感量。如果测量的电感值太大，可增加气隙来减小电感。如果测量电感太小，同样可通过减小气隙长度来增加电感。

实际开关电源电路中，所需电感的感值往往是由电路的实际工作情况确定的，对于电路工程师来讲常常可以通过式（4-34）来计算电感的匝数和气隙的长度等。

### 3. 磁粉芯和恒导磁芯电感

如果磁芯是磁粉芯或恒导合金，磁导率  $\mu_r$  一般在 10 ~ 300，例如开关电源常用的铁硅铝磁芯电感，可等效为高磁导率材料磁芯与一个不同长度的气隙串联，这里总气隙不能测量。用式（4-35）进行电感的计算。

$$L = N^2 G = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{l_e} \times 10^{-2} (\text{H}) \quad (4-35)$$

上式中尺寸为 cm。

同样，开关电源设计时，电感值一般由电路的工作所确定，我们可以用上式计算达到规定的电感值需要的电感线圈匝数。

#### 4. 利用电感系数 $A_L$ 计算电感

对于指定材料 ( $\mu_r$ ) 和规格 (有效截面  $A_e$  和磁路长度) 的磁芯, 在预留气隙和无气隙的铁氧体磁芯或磁粉芯手册中常常以  $\text{mH}/1000$  匝或  $\text{nH}/\text{匝}$  给出电感系数  $A_L$ 。仅提供了磁芯给定匝数计算电感的一般方法, 如果  $A_L$  是  $\mu\text{H}/1000$  匝,  $N$  匝的电感量为

$$L = N^2 A_L \times 10^{-6} \quad (\mu\text{H})$$

根据上式可方便地计算某材料和规格的磁芯给定匝数的电感量。例如, 计算变压器的初级电感量, 可作为计算激磁电流参考。

#### 4.13.2 单端反激变压器

单端反激变压器与储能电感的差别在于反激变压器既作为储能电感, 又作为能量传输变压器。当开关管导通时, 次级二极管因反偏而截止, 变压器初级作为电感运行。当开关管关断时, 次级感应电动势反极性迫使二极管导通, 存储在磁芯中的磁场能量释放到输出电容和负载, 此时电感作为变压器运行, 本质上仍是电感。在单端反激电路中, 为保证磁芯中磁通不能突变, 在开关转换时, 有初、次级安匝数相等:

$$i_1 N_1 = i_2 N_2$$

其中,  $N_1$  和  $N_2$  分别为初级和次级匝数;  $i_1$  为初级初始或终值电流;  $i_2$  为次级终值或初始电流。即如果  $i_1$  是初值电流, 则  $i_2$  是终值电流, 反之亦然。

反激变压器的磁芯工作状态和储能电感的工作情况类似, 磁芯的磁滞回线工作在第一象限。当反激电源工作在非连续模式时, 一个周期内, 磁芯存在安匝数为零的一段时间, 磁芯的磁摆幅  $\Delta B$  较大, 磁芯损耗较大。当反激电源工作在连续模式时, 磁芯存在直流偏磁, 工作于局部磁化曲线上, 磁芯的磁导率是局部磁导率。

次级电流的直流分量等于输出电流, 与  $U_i$  无关。在低  $U_i$  时, 初级直流和峰值电流以及总的电感电流达到最大。因此, 在低  $U_i$  时, 是磁芯饱和及线圈损耗的最坏情况。

此外, 在高  $U_i$  时, 总电感电流交流纹波电流和磁芯损耗最大 (磁摆幅最大), 输出纹波最大。

#### 4.13.3 正激变换器变压器

正激变压器与一般变压器一样, 能量通过变压器传输到负载。次级电流对磁芯起去磁作用, 初级电流仅有很小部分用来磁化磁芯 (激磁电流)。激磁电流与次级反射到初级的电流之和为变压器初级电流, 即:

$$i_1 = i_2 + i_m = \frac{i_2 N_2}{N_1} + \frac{U_i}{L_m} t$$

磁化电流在导通时间结束时达到最大; 当晶体管关断时, 次级感应电势反向, 副边二极管截止, 副边续流二极管导通, 变压器流向次级电流为零, 导通期间存储在磁场中的激磁能量 ( $L_m^2 i_m^2 / 2$ ) 在开关管关断时, 应当有通路释放, 否则在变压器线圈感应很高的电压 ( $L_m i_m / t_f$ , 其中,  $t_f$  为下降时间), 使半导体器件在断开瞬间击穿。RCD 吸收、LCD 吸收、有源钳位、辅助绕组吸收等一方面钳位激磁电压, 另一方面对磁芯变压器复位。如果磁芯不能复位, 在开关管多次导通后, 将使磁芯饱和。

从上面的分析可知,这类磁芯工作状态与滤波电感磁芯相似,都是单向磁化。不同之处在于当开关管导通时,正激变压器磁芯从零磁场强度单方向磁化到磁感应最大值;当开关管截止时,磁芯恢复到零磁场强度对应的磁感应值。如果不能回到导通时的磁芯初始磁化值,磁芯将逐渐磁化到 $\pm B_s$ 。正激变换器类磁芯工作磁化曲线如图4-39所示。磁芯工作状态类似于反激磁芯电流断续状态,磁芯工作在饱和磁感应 $B_s$ 和剩磁感应 $B_r$ 之间, $\Delta B = B_m - B_r$ 。不过,这里的 $B_r$ 不是饱和磁化曲线时的 $B_r$ 。

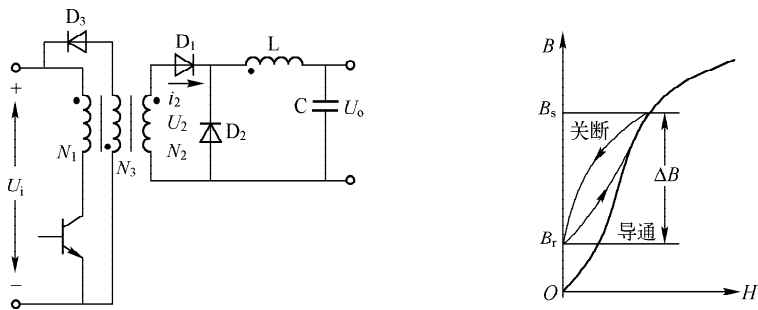


图 4-39 正激变换器类磁芯工作磁化曲线

正激变压器开关管导通时,变压器模型中理想变压器部分,原边输入的安匝数与副边输出的安匝数相等,安匝数的代数和为零。这是与反激变压器不同的地方。属于这类工作磁芯状态的除了正激变换器的功率变压器外,还有脉冲驱动变压器、直流脉冲电流互感器等。

这类磁芯磁化电流(激磁电流)从零开始,不参与能量传输,并在开关管截止时,还要将其消耗掉或返回电源。如果此电流大,由此引起的线圈铜损和开关管损耗就大。激磁电流也是寄生参数。激磁电流越大,变换的效率越低。因此,应当尽可能采用剩磁感应小而高磁导率的材料,减少磁化电流。磁芯的最大磁通密度受饱和磁感应( $\Delta B_m = B_s - B_r$ )限制。但在功率变换器中,为减小变压器的体积,在损耗允许的情况下尽量选择较高的磁通密度。总之,这类磁芯应选择高有效磁导率 $\mu_e$ 、高 $B_s$ 、低 $B_r$ 材料。

一般情况下,正激类变换器不建议在变压器中加入气隙,因为加入气隙后,励磁电感降低,励磁电流增大,效率降低。但是在有些情况下,正激变压器磁芯也常留有一个很小气隙,它的目的不是为了储能,而是使得 $B_r$ 大大降低,以增大磁感应摆幅。这样尽管激磁电流有所增加,牺牲了一部分变换器效率,但提高了 $\Delta B_m$ ,减小了磁芯体积,同时还有利于防止正激变换器磁芯过早进入饱和。换句话说,有时正激变换器磁芯加入一点气隙的目的是为了磁芯不那么容易饱和,减小磁芯的体积。

#### 4.13.4 双端变换的磁芯变压器

在正激变换器中,初级只有一个激励线圈,直流输入时,磁芯只能在一个象限工作。而对于推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器、交流滤波电感等,这类电路拓扑工作时,磁芯双向磁化,每个周期磁芯沿整个磁化曲线磁化一次,磁芯的磁感应应在 $\pm B_m$ 之间变化,在半周期内变化 $2B_m$ 。

##### 1. 输出交流时逆变器中的变压器

如图4-40所示,在 $t=0$ 时,驱动 $S_1$ 导通, $S_2$ 截止。输入电压加在 $N_{11} = N_1$ 上,次级感

应电势幅值为

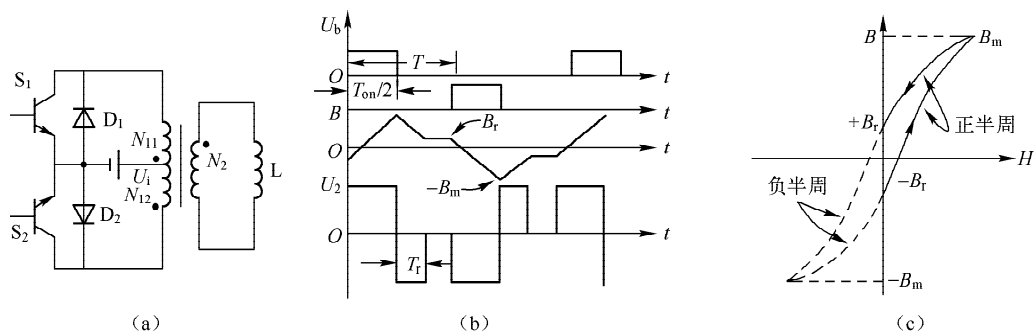


图 4-40 准矩形波激励的双端变换器磁芯工作

$$e_2 = \frac{N_2}{N_1} U_i$$

如果次级负载是纯电感性负载  $L$ ，次级反射电流及激磁电流之和为初级原边电流：

$$i_1 = \left( \frac{1}{L_m} + \frac{N_2^2}{N_1^2 L} \right) U_i t$$

式中， $L_m$  为激磁电感，假设为线性； $L$  为负载电感。初级电流在导通末了（ $t = T_{on}$ ）达到最大。

当开关管  $S_1$  关断时，和正激变换器一样，此电流必须有泄放回路，否则将损坏开关器件。通常在每个开关上反向并联一个二极管，为感性电流（或空载磁化电流）提供通路，将能量返回电源。

磁芯的工作状态类似于正激变换器。不同在于每次开关都是从上一轮的剩磁感应  $B_r$  磁化到反向最大值  $B_m$ ，关断时回到相反的剩磁感应，如图 4-40 所示。因此，在导通期间，磁芯中磁通密度变化为

$$B_m + B_r = \frac{U_i T_{on}/2}{AN_1} \quad (4-36)$$

关断时，磁芯中磁通密度变化为

$$B_m - B_r = \frac{U_i T_r}{AN_1} \quad (4-37)$$

由式（4-36）和（4-37）可算出磁芯的反向恢复时间为

$$T_r = \frac{T_{on}}{2} - \frac{2B_r AN_1}{U_i}$$

式中， $A$  为磁芯横截面积。

## 2. 推挽直流—直流变换器

推挽直流—直流变换器如图 4-41 所示。低压输出时，次级采用全波整流，高电压输出（大于 200V）时通常采用桥式整流。为获得低纹波直流输出，一般采用 LC 滤波。控制信号交错驱动开关管  $S_1$  和  $S_2$ 。

设电路进入稳定工作状态。从  $S_1$  进入导通状态开始， $S_2$  截止。输入电压经  $S_1$  加在  $N_{11}$

上, 由于  $N_{11} = N_{12} = N_1$ ,  $N_{21} = N_{22} = N_2$ , 则  $N_{21}$  上电压为

$$U_{21} = \frac{N_2}{N_1} U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_i$$

$D_1$  导通,  $U_{21} > U_o$ , 电感电流  $i_L$  线性增长。磁芯由  $-B_m$  向  $+B_m$  磁化。 $D_1$  中电流与电感电流相同, 初级电流为次级电感电流的反射电流  $i'_2$  与激磁电流  $i_m$  之和。如果磁芯的  $B-H$  特性是线性的, 此假设也就意味着磁导率恒定, 励磁电感为一定值, 激磁电流也线性地随时间由  $-i_m$  向  $+i_m$  增长。

当  $S_1$  导通时间结束而关断时,  $S_2$  仍然处于关断状态, 变压器初、次级电动势反向, 滤波电感续流, 迫使  $D_1$ 、 $D_2$  同时导通, 两个二极管流过的电流之和等于电感电流  $i_L$ 。由于两个二极管同时导通, 将次级短路, 维持磁芯在  $S_1$  打开瞬时磁芯的磁通不变, 即磁势不变。而且, 原来流通在初级的磁化安匝  $N_{11}i_{m1}$  转移到次级。电流由  $D_1$  导通, 慢慢向电流由  $D_2$  导通过渡, 因此有

$$i_{m1}N_{11} = i_{22}N_{22} - i_{21}N_{21} \quad (4-38)$$

或

$$i_{22} - i_{21} = \frac{N_1}{N_2} i_{m1} \quad (4-39)$$

因为两个二极管电流之和等于电感电流, 即

$$i_{21} + i_{22} = i_L \quad (4-40)$$

联解式 (4-39) 和式 (4-40) 得到

$$i_{21} = \frac{1}{2} \left( i_L - \frac{N_1}{N_2} i_{m1} \right) \quad (4-41)$$

$$i_{22} = \frac{1}{2} \left( i_L + \frac{N_1}{N_2} i_{m1} \right) \quad (4-42)$$

式中,  $i_L$  为输出电感电流;  $i_{21}$  为流过  $N_{21}$  ( $D_1$ ) 的电流;  $i_{22}$  为流过  $N_{22}$  ( $D_2$ ) 的电流;  $i_{m1}$  为初级磁化电流的峰值。

$S_2$  导通时与  $S_1$  导通时情况相同。只不过式 (4-41) 和式 (4-42) 的符号下标做相应变化。

由式 (4-41) 可见, 由于二极管  $D_1$  ( $D_2$ ) 不能流过反向电流,  $i_{21}$  ( $i_{22}$ ) 在  $S_2$  ( $S_1$ ) 导通前必须大于零来维持  $D_1$  ( $D_2$ ) 导通, 保证磁芯磁势不变, 即保持  $+B_m$  ( $-B_m$ ) 不变。否则, 磁场能量要经  $D_2$  ( $D_1$ ) 释放到负载, 磁芯复位。但一般轻载时, 占空度很小, 磁化电流也随之减小, 不会带来严重后果。即使如此, 为了提供激磁电流通路和避免变压器漏感引起的尖峰电压, 在每个开关上反并联一个二极管, 如图 4-41 中虚线所示。

需要指出的是式 (4-38) 的物理意义, 在原边其中一个开关管关断后, 另一个开关管开通之前, 副边二极管同时导通, 相当于副边短路, 这样原边励磁电感的激磁安匝, 就会在副边流通, 只要副边两个二极管一直导通, 这个过程就会继续下去, 磁芯的磁通也就近似不变, 处于  $+B_m/-B_m$ 。如果这个过程一直维持到另一个开关管导通, 则表明下一个开关管开通后磁芯

磁通的变化能从一个方向的最大磁通  $+B_m/-B_m$  变化到相反方向的最大磁通  $-B_m/+B_m$ , 也就是说半个周期内磁通的变化是  $2B_m$ 。当然, 这种情况只是一种理想情况, 实际上, 即使两个二极管一直导通到另一个开关管导通, 也会有如线路损耗、变压器损耗导致磁芯的复位等, 也就是从磁滞回线上来讲, 关断后,  $B$  会从  $B_m$  向  $B_r$  移动; 另外, 若负载不重或者轻载, 二极管也有可能断流, 这时磁场能量就会通过二极管释放到负载, 那么下一次开关管导通时, 磁通的变化就会小于  $2B_m$ 。以上也是桥式电路变压器磁芯的复位过程。这种二极管同时导通相当于短路, 是这种电路 DC/DC 变换区别于 DC/AC 变换的一个重要特点。

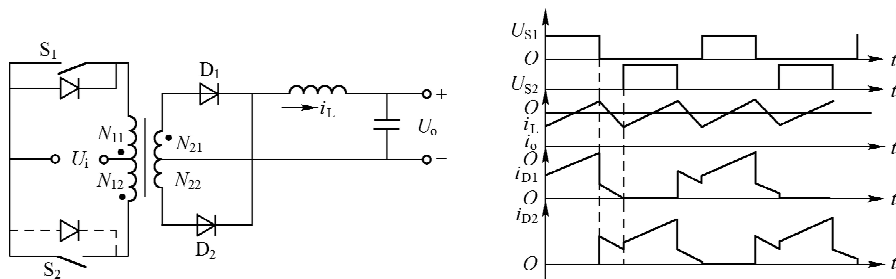


图 4-41 推挽直流-直流变换器直流变换

那么一个周期内扩大  $\Delta B$  的好处又是什么呢? 一个周期增加磁通的变化  $\Delta B$ , 在相同的情况下, 可以减少变压器的匝数, 减小变压器体积, 节约成本。

半桥和全桥 DC-DC 变换器全波整流时磁芯工作状态与推挽相同。输出桥式整流与全波整流基本原理相似。

推挽、半桥、全桥变换器, 因为磁芯双向磁化, 每个周期磁芯沿整个磁化曲线磁化一次, 频率越高, 磁芯损耗越大。尤其工作于高频时, 除了磁滞损耗, 磁芯涡流损耗随频率和磁感应强度增加而指数增加, 限制了  $B_m$  的取值。也就是说, 高频时 ( $>100\text{kHz}$ ) 磁滞损耗、涡流损耗、剩余损耗等为影响磁芯工作的主要因素, 相对而言饱和磁感应强度的高低往往对磁芯的工作影响不是太大。对于这类工作的磁芯最好选择具有高电阻率  $\rho$ , 这样涡流损耗低; 低的  $B_r$  或  $H_c$ , 或两者都小, 这样随着频率的升高, 磁滞损耗小; 以及高的饱和磁感应  $B_s$ , 这样相同情况下可以减少线圈匝数。

另外, 从减少无源损耗的角度出发, 对于这种带中心抽头的变压器, 同时导通的一半初级和次级 (如  $N_{11}$  与  $N_{21}$  和  $N_{12}$  与  $N_{22}$ ) 应当安排在相互接近的地方。而另一半安排在一起, 这样在不导通时, 导通边合成磁场在无源区为零, 不产生涡流。

#### 4.13.5 磁放大器

开关电源中用的磁放大器是一个高磁导率闭合磁路磁芯的可饱和电感。磁放大器的工作原理如图 4-42 所示, 饱和电感  $L$  通过开关  $S$  串联在电源  $U_i$  和负载  $R$  之间。输入电压是占空比为 50% 的矩形波。如果磁芯处于  $-B_s$ , 开关  $S$  合上, 磁芯在输入电压  $U_i$  的作用下向  $+B_s$  磁化。磁化时间为

$$t_s = \int_{-B_s}^{+B_s} \frac{NA}{U_i} dB = \frac{2B_s NA}{U_i}$$

式中,  $A$  为磁芯截面积;  $N$  为线圈匝数。

由于磁芯材料是矩形回线，磁导率非常高，磁化电流非常小，即负载上电流很小，理想时输出电压为零， $L$  相当于阻断状态。如果在高电平时间结束前 ( $t_s$ )，磁芯达到了  $+B_s$ ，磁芯饱和，饱和电感  $L$  的电感量趋于零 (磁导率为  $\mu_0$ )，形成短路状态，输入电压几乎全部加在输出负载上。

当输入电压为零，电感电流也为零，磁芯的磁场强度  $H_s \rightarrow 0$ ，磁芯中磁感应为  $+B_s \rightarrow B_r$ 。由于磁芯为矩形磁滞回线，磁芯中不存储能量，无能量返回。如果输入电压再次为高电平，磁芯的磁场强度  $0 \rightarrow H_s$ ，磁芯中  $B_r \rightarrow B_s$ ，饱和电感仍处于饱和状态，输出电压等于输入电压。

如果在输入电压为低电平期间给饱和电感磁芯加一个反向磁场，将磁芯从  $+B_s$  磁化到某一磁感应强度  $-B_1$ 。当反向磁场为零时，磁芯状态停留在图 4-43 中的  $B_1$  对应的剩磁感应上。

当  $U_i$  再次为高电平时，磁通密度变化小于  $2B_s$ ，到达正向饱和的时间  $t_{off}$  小于  $t_s$ 。输出电压的占空比加大。

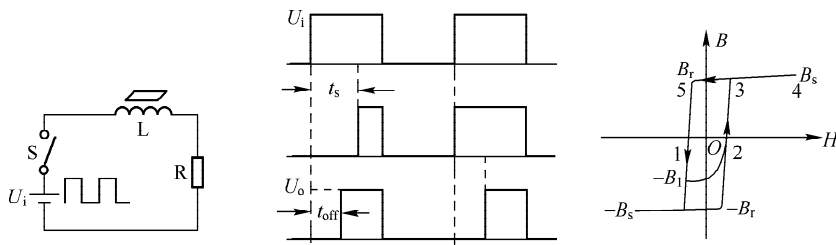


图 4-42 磁放大器的工作原理

从上面分析可以看到，可饱和电感相当于一个开关：饱和时磁开关导通；不饱和时，磁开关截止。只要控制电源高电平到来前磁芯初始磁化状态 ( $B_1$ )，就可以控制截止时间  $t_{off}$ ，也就控制了导通时间。当磁芯和线圈一定时，对于一定的输入电压，最大控制时间小于  $t_s$ ，即反向磁化时，不应当达到反向饱和。由于只控制磁芯的非饱和时磁化水平，磁化电流非常小，控制功率极小，可获得很大的功率增益。上面的论述，简单来讲，就是通过一个简单的控制电路，去控制磁放大器的非饱和初始状态 (这个控制功率不会很大)，非饱和初始状态不同，则让磁芯饱和的时间也不同，磁芯饱和了就相当于开关管的开通状态，磁芯的未饱和就相当于开关管的关断状态，在一定频率下，也就是说在周期一定的条件下，通过控制这个磁芯的关断状态  $t_{off}$  来控制  $t_{on}$ ，也就控制了占空比。

磁放大器工作的磁芯既不像正激单向磁化，也不像推挽对称双向磁化，它介于两者之间。磁芯磁滞回线的矩形度越高，越接近理想开关，磁导率越高，控制功率越小。同时要求低高频损耗和高磁通密度。适合这种应用的材料有如钴基非晶态合金和 Philips 的 3R1 等。

如图 4-43 所示，是一个带有磁放大器调节的两输出正激变换器。 $U_{o1}$  是主闭环调节， $U_{o2}$  用磁放大器调节。图中 EA1 为误差检测放大器，通过晶体管  $Q_2$ ，二极管  $D_2$  控制饱和电感  $L_s$  的反向磁化深度，从而稳定输出电压。

磁放大器设计如下。

第一步，计算总磁通。

因为磁放大器通过控制阻断时间 ( $t_b$ ) 实现对磁开关导通时间 ( $t_{on}$ ) 的控制。最大阻断





$$d = 2 \sqrt{\frac{I_o}{\pi j}} (\text{mm})$$

以上的计算可以作为初步的估算参考。不过磁芯的有效截面积  $A_w$  和  $\Phi_c$  都有较大的公差，实际中需要通过以下电路实验来验证最后的参数。

(1) 磁芯的温升（从空载测量到满载，最大阻断时间情况下，磁滞损耗最大，磁芯温度最高，满载时线圈损耗最大）；

(2) 输出电压范围（在满载时测量）；

(3) 控制特性（电压调节精度）。

**例4** 正激变换器如图4-43所示。两路输出：主输出5V/20A，主反馈调节；从输出15V/5A，磁放大器调节。变压器次级电压  $U_{22} = 51\text{V}$ ，最大占空比  $D_{on} = 0.4$ ，给定输出电压15V，工作频率  $f = 150\text{kHz}$ ，输出电流  $I_o = 5\text{A}$ 。试设计磁放大器。

**解：**

第一步，计算总磁链。

$$\psi = \frac{U_{22} D_{on}}{f} = \frac{51 \times 0.4}{150 \times 10^3} = 0.136 \times 10^{-5} \text{V} \cdot \text{s} = 136 \mu\text{Wb}$$

第二步，选择磁芯。假定  $j = 6\text{A/mm}^2$ ，则

$$\Phi_c A_w \geq \frac{\psi \cdot I_o}{k_w j} = \frac{136 \times 10^{-6} \times 5}{0.4 \times 6} \approx 2.83 \times 10^{-4} \text{Wb} \cdot \text{mm}^2 = 283 \mu\text{Wb} \cdot \text{mm}^2$$

由东芝（TOSHIBA）标准规格表选择 MS14 × 8 × 4.5W 磁芯。

第三步，计算匝数（磁放大器是利用磁芯的饱和来达到开关开通）。

从东芝（TOSHIBA）标准规格表中查出 MS14 × 8 × 4.5W 磁芯的  $\Phi_c$  值为

$$\Phi_c = 11.14 \mu\text{Wb}$$

计算导线匝数：

$$N = \frac{\psi}{\Phi_c} = \frac{136 \times 10^{-6}}{11.14 \times 10^{-6}} \approx 12.2 \rightarrow 13 (\text{匝})$$

第四步，计算导线直径。

根据导体尺寸小于集肤深度时，流过导体的总电流 = 导体的横截面积 × 电流密度。有

$$d = 2 \sqrt{\frac{I_o}{\pi j}} = 2 \sqrt{\frac{5}{\pi \times 6}} \approx 1.03\text{mm}$$

大于1mm的导线卷绕困难，采用两根导线并联，每根流过一半电流：

$$d = 2 \sqrt{\frac{I_o}{2\pi j}} = 2 \sqrt{\frac{5}{2 \times \pi \times 6}} \approx 0.73\text{mm} \rightarrow 0.75\text{mm}$$

最后结果是使用 MS14 × 8 × 4.5W 磁芯，13匝0.75mm导线2股并联。

经试验，温升过高时应考虑集肤效应的影响，采用多股并联，减少交流电阻损耗。150kHz时集肤深度为：

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{150 \times 10^3}} = 0.02\text{cm} = 0.2\text{mm}$$

可采用  $d = 0.41\text{mm}$  导线4股并联。

与磁放大器磁芯工作原理相类似的还有噪声抑制磁芯和尖峰抑制磁珠。电流快速变

化引起电路噪声。噪声抑制磁芯利用矩形磁滞回线磁芯，可抑制电流快速变化引起的噪声。在正常流通时，磁芯饱和，具有很低的电感，几乎不存储能量，相当于短路，有用信号畅行无阻。而在电流减小并试图过零时，矩形磁滞回线磁芯退出饱和，磁芯表现出很大电感。这个很大的电感阻止了电流相反方向的变化，从而抑制了由于方向电流引起的尖峰。

#### 4.13.6 尖峰抑制磁珠

尖峰抑制磁珠，一般采用非晶材料制成一个具有外径  $D$ 、内径  $d$  和高度  $h$  的小型环形磁芯，它相当于一个单匝电感。磁珠穿在二极管或开关管的引线上作为一匝可饱和电感，用来抑制开关瞬间振荡尖峰电流。

磁珠抑制开关瞬间电流的机理如图 4-44 所示，当开关电流正常导通之后，流过电流  $I_0$ ，尖峰抑制磁珠饱和，磁导率为空气磁导率  $\mu_0$ ，磁珠等效电感很小，相对于导线电感。当开关电流关断瞬间，其正向电流由  $I_0$  减小到零，磁芯沿着磁化曲线“II”去磁直到纵坐标上  $B_r$  值。磁芯仍呈现低阻抗。

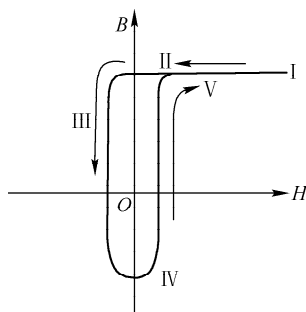


图 4-44 磁珠抑制开关瞬间电流的机理

但由于电路中二极管存在反向恢复电流，以及电路中的寄生电感和电容振荡等，电路试图流过反向电流，如果没有抑制磁珠，此反向振荡电流会造成很大的电压尖峰和电路噪声。当电路中串入磁珠后，反向电流使得磁珠退出正向饱和，呈现很大的阻抗，这样就只有极小的反向电流使磁芯沿磁化曲线“III”段去磁。这里磁导率非常高，视在电感很大，有效地阻止了高  $di/dt$  的反向恢复电流，使硬恢复变成软恢复，使得噪声大大减小。电路中的振荡能量大部分变成了磁滞损耗和涡流损耗，变成热能耗散出去，从而抑制了噪声干扰，改善了 EMI。

同理，在开关电流开通瞬间，磁芯被正向电流经“V”向饱和磁化，磁珠仍处于高阻抗，减小了二极管正向电流上升率。当磁珠正向饱和后，磁珠电感很小，对电流影响也就很小。

磁珠应该怎样选取呢？

理论上讲，磁珠的最大磁通需要满足：

$$\Phi_c = 2B_s A_c \geq U_r t (\text{Wb})$$

式中  $\Phi_c$  为磁珠总磁通 (Wb)； $U_r$  为开通/关断期间加在磁珠上的噪声电压 (V)； $t$  为开通

/关断期间噪声电压持续时间。

噪声电压和持续时间可以通过示波器查看波形来决定。对于实际应用中往往根据 EMI 抑制的效果来合理选择磁珠，如果一个磁珠的磁通达不到噪声抑制的要求，可用多个磁珠分别串在器件的阴极或阳极引线上。如果仍不能满足要求，则应采用噪声抑制器。

噪声抑制器一般是多匝饱和电感，是环形较大磁芯，同样，磁芯要抑制电路中的噪声必须满足下式：

$$\Phi_c A_w \geq U_r \cdot I_o \cdot t \cdot 1.5 (\text{Wb} \cdot \text{mm}^2)$$

式中， $\Phi_c$  为噪声抑制器的总磁通 (Wb)； $A_w$  为线圈窗口面积 ( $\text{mm}^2$ )； $U_r$  为磁元件上噪声电压 (V)； $t$  为噪声持续时间 (s)。

导线直径计算如下：

$$d \geq 1.5 \sqrt{I_o}$$

导线匝数  $N$  计算如下：

$$N \geq \frac{U_c \cdot 3 \cdot t_r}{\Phi_c}$$

同样噪声抑制器也需要根据实际 EMI 的抑制效果进行调试，以获得最高性价比的产品。

#### 4.13.7 交流电流互感器

交流互感器一般采用环形磁芯，初级线圈  $N_1$  一匝或数匝，而次级  $N_2$  匝数较多。由于采用环形磁芯，次级又均匀分布在磁环的圆周上，这样做的目的是尽量降低漏感。

为便于测量，次级通常接有检测电阻  $R$ ，将电流信号变换成电压信号，交流电流互感器如图 4-45 所示。假设初级流过正弦波交流电流  $I_1$  时，次级感应电压产生一个输出电流  $I_2$ 。根据回路安培定律有

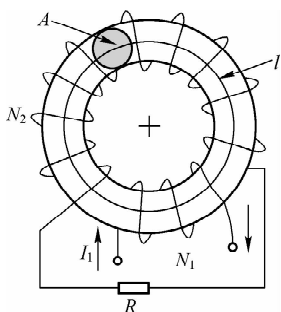


图 4-45 交流电流互感器

$$i_1 N_1 - i_2 N_2 = Hl$$

式中， $H$  为磁芯中磁场强度； $l$  为磁芯平均磁路长度； $i_1$ 、 $i_2$  为初级和次级瞬时电流。

次级反射到初级的电流有效值  $I'_2$  为

$$I'_2 = \frac{N_2}{N_1} I_2$$

因此初级电流有效值为

$$I_1 = I'_2 + I_m$$

式中， $I_m$  为磁化电流。电流互感器的等效电路和矢量图如图 4-46 所示。理想情况下互感器的激磁电感无穷大，激磁电流  $I_m = 0$ ，则

$$I_1 = I'_2$$

实际激磁电感不可能无穷大，总是存在激磁电流。为了维持  $I_2$ ，次级感应电势为

$$e_2 = I_2 (R + R_{cu}) = 4.44 f B A N_2$$

式中， $R_{cu}$  为次级线圈电阻 ( $\Omega$ )； $f$  为电流频率 (Hz)； $B$  为磁芯工作峰值磁感应强度 (T)；

$A$  为磁芯截面积 ( $\text{m}^2$ );  $R$  为检测电阻。

对于理想的交流互感器来讲, 本应该存在:

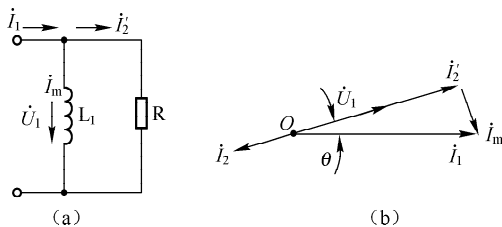


图 4-46 电流互感器等效电路和矢量图

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

但对于实际电流互感器来讲, 存在如图 4-46 所示的矢量图关系。因此, 存在着幅值和相位误差。对于实际交流互感器, 在给定次级检测电压  $U_2$  的情况下, 为了减小测量误差, 应该减小初级激磁电感的同时尽量增加次级激磁电感。因此, 选取较多的次级匝数对提高测量精度是有益的。当然, 如果次级匝数过多, 一方面绕线困难, 另一方面导线长度增长, 线圈电阻增加, 又降低了检测精度, 一般  $N_2$  在 500 匝以下。

次级检测电阻的确定, 可以近似为:

$$R = \frac{U_2 N_2}{I_1 N_1} = \frac{U_2 N_2}{I_1}$$

以下是有关交流互感器的一些讨论。

(1) 为了提高交流互感器的检测精度, 应该尽量减少漏磁通, 减小原边激磁电流, 在条件允许的情况下加大电流互感器副边的激磁电感, 同时希望磁芯磁通密度足够大, 也就是尽量选择较高磁导率的磁芯。

(2) 交流互感器在次级接有检测电阻时, 初级电流中只有很小一部分电流 (激磁电流  $I_m$ ) ——检测电流的百分之几用来磁化磁芯。为了提高检测精度, 磁芯中磁感应远低于饱和磁感应。

(3) 交流电流互感器应防止次级开路。如果次级开路, 次级去磁磁势  $I_2 N_2$  消失。但初级电流由负载决定而未变, 初级的磁势  $N_1 I_1$  全部用来磁化磁芯, 故磁芯中产生很大的峰值磁通, 磁芯一般进入饱和, 次级产生很高的高压可能将线圈的绝缘破坏。同时由于磁芯将饱和, 因  $\Delta B$  很大, 磁芯发热严重。

(4) 在低频时, 要达到检测精度, 次级输出电压  $U_2$  越小, 精度越高, 或互感器的体积可以减小。如需要较大的检测电压, 可增加一级线性运算放大器, 如图 4-47 所示。

图中  $R$  为阻值很小的检测电阻,  $R_1 \gg R$ , 即可忽略  $R_1$  对  $R$  的分流作用,  $U_o = -U_2 R_2 / R_1$ 。当需要直流输出时, 如果直接将次级整流输出, 二极管压降成为次级电压的一部分, 尤其当检测电压为 1V 以下时, 二极管的压降成了  $U_2$  的主要部分, 加大了检测误差。为消除二极管的影响, 在互感器后接一个绝对值电路 (如图 4-48 所示), 可获得高精度检测。

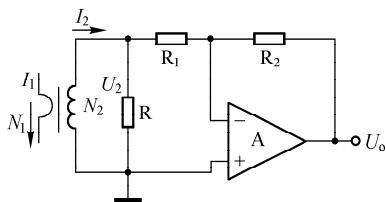


图 4-47 加运算放大器的电流  
互感器检测电路

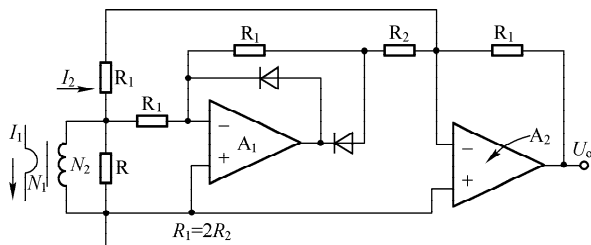


图 4-48 直流输出时精密交流  
互感器检测电路

(5) 当工作频率高于检测频率时, 相位差减小, 检测误差也随之减小。因此只要基波频率满足误差要求, 高频误差是很小的, 或者说波形畸变较小。不过高频时需要注意磁芯损耗和分布电容的影响。

#### 4.13.8 脉冲直流互感器

脉冲直流互感器与交流电流互感器不同, 交流信号使磁芯双向对称磁化, 而脉冲直流互感器是单向磁化, 类似于正激变换器工作方式。在开关电源中常用脉冲直流互感器来检测电感电流或功率开关管电流, 实现电源控制或保护。

这类磁芯当初级电流流通时, 磁芯的剩磁感应  $B_r$  增大; 经过  $t_{on}$  时间后, 当初级电流由流通变为截止时, 磁芯复位到剩磁感应  $B_r$ 。因此, 这类磁芯通常采用环形磁芯, 互感器磁芯工作在局部磁化曲线上, 不能应用矩形回线材料, 应当选用剩磁感应小, 而磁导率大的材料。

### 4.14 电磁元件损耗与温升的简易计算方法

开关电源变压器的损耗由绕组铜损耗和磁芯损耗两部分组成。如前所述, 当绕组导线直径小于两倍穿透深度时, 不考虑集肤效应的影响, 当绕组导线直径大于两倍穿透深度时, 应采用小直径的多股导线并绕或宽而薄的扁铜带, 多股导线的直径或铜带厚度应小于穿透深度的两倍, 对于铜线的穿透深度可由下式计算:

$$e = 66.1 / \sqrt{f} (\text{mm})$$

式中,  $f$  为开关电源电流频率。

#### 1. 铜损的计算

当铜线的直径或铜带厚度小于两倍穿透深度时, 各绕组铜损耗的简单计算如下: 假设变压器各绕组常温 ( $20^\circ\text{C}$ ) 直流电阻的阻值为  $R$ , 同时假设变压器绕组的温度为  $x^\circ\text{C}$ , 则变压器绕组在温度为  $x^\circ\text{C}$  时的电阻比  $20^\circ\text{C}$  时的电阻增加的倍数为:

$$K_T = (234.5 + x) / (234.5 + 20)$$

铜的电阻率温度系数为  $1/234.5$ 。变压器绕组在温度为  $x^\circ\text{C}$  时的电阻为:

$$R_x = K_T \cdot R$$

这样变压器各绕组的铜损耗为：

$$P_{mi} = I_i^2 \cdot R_x$$

式中， $I_i$  为各绕组电流有效值。

变压器的总铜损耗为

$$P_m = \sum (I_i^2 \cdot R_i)$$

## 2. 变压器铁损（磁芯损耗）的计算

磁芯损耗取决于工作频率、工作磁感应强度、电路工作状态和所选用的磁性材料的性能，对于双极性开关变压器，磁芯损耗为：

$$P_e = P_b \cdot V_c$$

式中， $P_b$  为在给定工作频率、工作磁感应强度时单位体积的磁芯损耗（kW/m<sup>3</sup>），一般可以在磁芯手册中查到； $V_c$  为磁芯体积。

对于单极性开关变压器，由于磁芯工作于磁滞回线的半区，所以磁芯损耗相同条件下约为双极性开关变压器的一半。

变压器总损耗的计算。变压器的总损耗  $P_z$  为铜损耗和铁损耗之和，即：

$$P_z = P_m + P_e$$

变压器温升的计算。变压器的温升为：

$$\Delta T = R_{th} \cdot P_z = R_{th} \cdot (P_m + P_e) \quad (4-44)$$

式中， $R_{th}$  为变压器热阻。变压器的热阻由两个主要部分组成：热源（磁芯和线圈）和变压器表面之间的内热阻  $R_i$ ，以及由变压器表面到外部环境的外热阻  $R_{th}$ 。内热阻主要取决于线圈物理结构。在线圈内产生的热分布在表面到内磁芯之间。虽然铜的热阻很低，但绝缘和空隙提高了线圈内的热阻。这些参数常常由经验决定。通常内热阻值  $R_i$  远小于外热阻值  $R_{th}$ （除强迫通风外）。

外热阻值  $R_{th}$  主要由通过变压器的表面气流是自然对流还是强迫通风决定。自然对流时  $R_{th}$  很大程度上取决于变压器的表面积以及如何安装和它周围空气流有否障碍。变压器安装在水平表面上，并且全部元件围绕它，或者安装在相当小的容器内，其  $R_{th}$  要比安装在垂直表面而有利于“烟囱效应”大得多。对于强迫冷却， $R_{th}$  可降低到很小数值，这取决于气流速度。此时内热阻值  $R_i$  成为主要因素。

自然冷却时，通常应用磁性元件热阻与表面辐射和自然对流散热经验关系计算温升，精度可在 10℃ 以内。热阻的经验公式为

$$R_{th} = 295 A^{-0.7} P_z^{-0.15} \quad (4-45)$$

式中， $A$  为磁元件的散热表面积（cm<sup>2</sup>）。将式（4-45）带入式（4-44）就可求得变压器的温升。

## 4.15 电磁元件工艺设计规范

### 4.15.1 变压器工艺设计规范

#### 1. 安规要求

UL 标准要求所有用于变压器结构的材料应为 UL 认证的材料。

#### 2. 爬电距离

变压器输入与输出电路带电部分之间的爬电距离一般不低于 6mm；当壳体接到保护地时，带电部分与壳体之间的爬电距离一般不低于 3mm；当壳体不接到保护地且人体可以触摸到壳体时，带电部分与壳体之间的爬电距离一般不低于 6mm。以上爬电距离对于二次电源不作要求。具体可参见 IEC65 和 VDE0860。

#### 3. 变压器的绝缘设计

变压器内层绝缘，由于变压器骨架上有棱角，且一般靠近骨架的导线较细，为使导线与骨架之间有缓冲层，一律包一层 0.08mm 厚的电缆纸或一层 0.05mm 厚的聚酯薄膜。

绕组层间绝缘和绕组间绝缘由相邻绕组间的最大电位差和受潮后高温最小绝缘电阻的要求来选择。如果绕组层间电压大于 220V，层间应采用垫纸工艺或分段绕制工艺，如果小于 220V，则可采用层间不垫纸工艺。

采用层间不垫纸工艺需要注意的是：

- (1) 漆包线排列要整齐；
- (2) 拉力均匀，大小合适；
- (3) 采用厚漆层漆包线，如用三层漆包线或 QZ-2 漆包线。

漆包外层绝缘，如果采用灌注工艺，外包 1~2 层电话纸或电缆纸做机械性保护。如果采用端封，外包承担防潮抗电作用，所需绝缘总层数应适当增加。

变压器温度要求，如前所述，变压器的温度对一个特定绝缘等级，正常工作下最大稳定温度不应超过这一绝缘等级所规定的值。

#### 4. 抗电强度

变压器各绕组之间及各绕组与磁芯间的抗电强度应能承受 50Hz、3750V（一次电源）、DC1500V（二次电源）的电压，漏电流小于 1mA，实验时间 1min 内无击穿和飞弧现象。

#### 5. 绝缘电阻

变压器各绕组及各绕组与磁芯间施加 DC500V，绝缘电阻小于 100MΩ。



## 6. 工艺要求

- (1) 变压器需要采用真空浸漆及烘干工艺；
- (2) 变压器各绕组线径一般不应小于 0.1mm；
- (3) 变压器各绕组要测直流电阻，以确保铜线质量，防止阻值大引起铜耗大而产生过热问题；
- (4) 变压器引脚漆包线缠绕浸锡部分相距不得小于 1.5mm，以防引脚之间相碰造成短路（两脚相连的除外）；
- (5) 变压器各绕组引线出头部分缠绕在引脚根部，其浸锡后的高度不得高于四角支柱的高度，引脚长度从支柱算起大于 4mm。

### 4.15.2 电感设计工艺规范

- (1) 电感量的允许误差，对于耦合线圈和高频扼流圈：10% ~ 15%（测试条件：50mV，1kHz）。
- (2) 电感器需采用浸漆工艺，必要时可采用真空浸漆工艺。
- (3) 灌封工艺，为了增加绝缘强度及防潮性能，降低噪声，电感器在必要时需采用灌封工艺。
- (4) 安规要求，所有用于电感器结构的材料应为经过 UL 认证的材料。
- (5) 抗电强度要求，线圈对磁芯间施加 1500V、50Hz 的电压，漏电流要小于 1mA，持续时间 1min，无击穿和飞弧现象。
- (6) 绝缘电阻，线圈与磁芯间施加 DC500V，绝缘电阻不小于 100MΩ。
- (7) 导线问题，为防止电感器在长期运行过程中出现断线情况，绕组线径一般应大于 0.1mm；电感器要测直流电阻，以确保铜线质量，防止阻抗大引起铜耗大而产生过热问题；当电感器在高频工作时，在选择导线时需考虑集肤效应和邻近效应的影响。
- (8) 骨架的选择，骨架在很大程度上影响电感器的电参数及生产的经济性，要有足够的机械强度，结构牢固；能支持导线不滑动、不松散；便于安装。

## 本章总结

1. 磁场高斯定律表明磁通是连续的，不能被“绝缘”。磁性材料的高磁导率，说明磁场不能被绝缘，但可以被“短路”。
2. 安培环路定律描述了电流和磁场强度的关系，电磁感应定律描述了感应电动势和磁场的关系。
3. 法拉第定律表明感应电动势的大小正比于磁通的变化率，楞次定律表明了电流产生的磁通总是阻止磁通的变化。法拉第定律和楞次定律总称为电磁感应定律，给出了感应电动势与磁通变化的大小和方向。
4. 磁性材料的磁化过程，磁畴，磁滞，矫顽力和剩磁。
5. 利用安培环路定律和电磁感应定律原理，可以用示波器测试磁芯的磁化曲线。
6. 磁性材料的磁导率非线性，存在初始磁导率、最大磁导率、饱和磁导率等。磁芯加气隙使有效磁导率大大降低，抗饱和能力增强。

7. 输入激磁磁芯的能量与  $B-H$  磁化曲线和坐标纵轴之间所包围的面积成正比, 一个周期磁芯的磁滞损耗能量, 与一个周期封闭磁滞回线的面积成正比。

8. 磁芯损耗包括磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗三大部分。涡流损耗相当于一匝线圈, 磁芯的电阻率越大, 相同条件下, 涡流损耗越小, 反之亦反。

9. 实际变压器和理想变压器不同, 会存在漏感和励磁电感, 还有寄生电容、导线电阻等。

10. 不带气隙磁芯的电感量与磁芯的磁导率、绕组匝数的平方、磁芯横截面积成正比, 而与磁路的长度成反比。

11. 带气隙磁芯的电感量与气隙磁导率、绕组匝数的平方、磁芯横截面积成正比, 而与气隙的长度成反比。带气隙的磁芯, 能量存储在气隙中。

12. 开关电源中常用的软磁材料有铁氧体和磁粉芯 (铁硅铝)。铁氧体磁芯比损耗随温度增加有一个最小值, 谷底温度一般在  $80 \sim 100^{\circ}\text{C}$  之间, 在谷底温度以下, 磁材料温度增加, 损耗减少, 是一个负反馈过程。在谷点温度以上温度增加, 损耗增加, 是一个正反馈过程。最佳变压器温度设计在谷底温度以下。

13. 线圈依据工作温度的不同, 按 IEC 标准分为不同的绝缘等级, 开关电源一般为 E 级绝缘。

14. 线圈损耗, 低频时主要为线圈直流电阻损耗, 高频时需要考虑集肤效应和邻近效应, 这都是由于高频时电流磁场产生导体感应电流引起。

15. 变压器漏感能量主要与磁芯窗口空间存储的磁场能量有关。相同情况下, 顺序绕法变压器的漏感最大, 三明治绕法变压器的漏感其次, 逐层绕法变压器的漏感最低。

16. 变压器初、次级之间, 绕组与绕组之间, 绕组与磁芯之间存在着寄生电容。变压器漏感和寄生电容是一对矛盾体, 漏感小, 往往寄生电容大, 反之亦反。寄生电容会带来开关损耗、噪声干扰、EMC 等问题。

17. 实际变压器可以通过法拉第屏蔽层, 减小寄生电容引起的噪声干扰。法拉第屏蔽层需要注意不能形成短路匝, 而且要保证良好绝缘。

18. 变压器外围所包的铜箔屏蔽是利用铜箔内的涡流感应的磁场与原磁场相抵消达到屏蔽的目的。

19. 变压器中处于交变磁场的导体 (绕组), 即使导体不是线圈的一部分或不处在工作时间也会存在损耗, 即无源损耗。

20. 根据磁芯在变换中的工作情况有四种不同工作状态: 有直流偏磁的单向磁化, 无直流偏磁的单向磁化, 双向磁化和饱和电感磁化。有直流偏磁的单向磁化工作磁芯如 Buck 电感、Boost 电感、反激变压器, 以及所有正激、半桥、全桥和推挽等的输出滤波电感。无直流偏磁的单向磁化工作磁芯如正激变压器, 驱动变压器, 以及直流脉冲互感器等。双向磁化工作磁芯如半桥变压器、全桥变压器、推挽变压器和交流滤波电感等。属于饱和电感磁化的如磁放大器和二极管反向恢复尖峰抑制磁珠。

21. 反激、正激等单端变换器 (磁芯工作在第一象限), 变压器磁芯利用率低, 一般用在中小功率场合。半桥、全桥、推挽等双端变换器 (磁芯工作在第一、三象限), 变压器磁芯利用率高, 一般用在中大功率场合。

22. 变压器温升的计算为热阻与损耗的乘积, 热阻越小, 温升越低, 导热性能越好。

23. 变压器和电感的设计都需要考虑安规的要求和生产工艺的要求。

# 第 5 章 开关电源的电磁兼容

## 5.1 EMC 的基本知识

EMC (Electro - Magnetic Compatibility, 电磁兼容) 是指电子、电气设备或系统在预期的电磁环境中, 按设计要求正常工作的能力。它是电子、电气设备或系统的一项重要技术性能, 具体包括以下三方面的内容。

(1) EMI (Electro - Magnetic Interference, 电磁干扰), 即处在一定环境中的设备或系统, 在正常运行时, 不应产生超过相应标准所要求的电磁能量, 对于开关电源来讲, 相对应的测试项目有:

- ① 传导骚扰 (CE);
- ② 辐射骚扰 (RE);
- ③ 谐波电流测量 (Harmonic);
- ④ 电压波动和闪烁测量 (Fluctuation and Flicker)。

(2) EMS (Electro - Magnetic Susceptibility, 电磁抗扰度), 即处在一定环境中的设备和系统, 在正常运行时, 设备或系统能承受相应标准规定范围内的电磁能量干扰, 相对应的测试项目有:

- ① 静电放电抗扰度 (ESD);
- ② 电快速脉冲群抗扰度 (EFT/B);
- ③ 浪涌 (Surge);
- ④ 辐射抗扰度 (RS);
- ⑤ 传导抗扰度 (CS);
- ⑥ 电压跌落与中断 (DIP)。

(3) 电磁环境, 即系统和设备工作的环境。

由上面的介绍可看出, 电磁兼容标准对设备的要求有两个方面: 一个是工作时不会对外界产生不良的电磁干扰影响 (EMI), 另一个是对外界的电磁干扰的抗扰度 (EMS)。

任何依靠高频电流工作的电子设备在工作时都会产生电场波辐射。这些电场波会对附近的敏感设备产生干扰。一个典型的电磁干扰现象是电视机屏幕上的干扰条纹。

任何电磁兼容性问题都包含三个要素, 即干扰源、敏感源和耦合路径, 这三个要素中缺少一个, 电磁兼容问题就不会存在。因此, 在解决电磁兼容问题时, 也要从这三个要素入手进行分析, 查清这三个要素是什么, 然后根据具体情况, 采取适当的措施消除其中的一个。

产生电磁干扰的条件: ①突然变化的电压或电流, 即  $dV/dt$  或  $dI/dt$  很大; ②辐射天线或传导导体。因此, 在开关电源中, 遇到电压、电流的突然变化, 都需要考虑潜在的电磁干

扰问题。

常见的干扰源有自然干扰源和人为干扰源两种。对电源来讲，雷电是一种主要的自然干扰源，雷电产生的干扰可以传到数千公里以外的地方。雷电干扰的时域波形是叠加在一串小随机脉冲背景上的一个大尖峰脉冲。电子设备在工作时，由于导体中的  $dV/dt$ 、 $dI/dt$ ，会产生伴随电磁干扰，这是主要的人为干扰源。

电磁能量从设备内传出或从外界传入设备的途径只有两个：一个是以电磁波的形式从空间传播，另一个是以电流的形式沿导线传播。因此，电磁干扰发射可以分为：传导发射和辐射发射；敏感度也可以分为传导敏感度和辐射敏感度。各种电磁兼容标准测试的内容包括：传导发射、辐射发射、传导敏感度、辐射敏感度。

5.1.1 电磁兼容的标准

电磁兼容的标准分为基础标准、通用标准、产品类标准，如图 5-1 所示。

基础标准：描述了 EMC 现象，规定了 EMC 测试方法、设备，定义了等级和性能判据。基础标准不涉及具体产品。

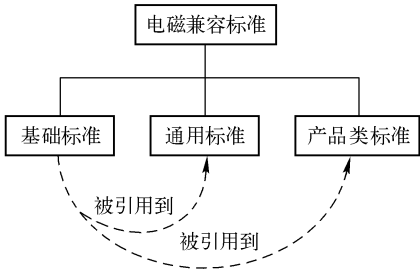


图 5-1 电磁兼容标准

产品类标准：针对某种产品系列的 EMC 测试标准。往往引用基础标准，但根据产品的特殊性提出更详细的规定。

通用标准：按照设备使用环境进行划分，当产品没有特定的产品类标准可以遵循时，使用通用标准来进行 EMC 测试。即使设备的功能完全正常，也要满足这些标准的要求。

制定电磁兼容标准的组织和标准的介绍如下。

IEC（国际电工委员会）。有两个平行的组织制定 EMC 标准：CISPR 和 TC77。

CISPR（国际无线电干扰特别委员会）。1934 年成立。目前有七个分会：A 分会（无线电干扰测量方法与统计方法）、B 分会（工、科、医射频设备的无线电干扰）、C 分会（电力线、高压设备和电牵引系统的无线电干扰）、D 分会（机动车和内燃机的无线电干扰）、E 分会（无线接收设备干扰特性）、F 分会（家电、电动工具、照明设备及类似电器的无线电干扰）、G 分会（信息设备的无线电干扰）。

TC77（第 77 技术委员会）。1981 年成立。目前有三个分会：SC77A（低频现象）、SC77B（高频现象）、SC77C（对高空核电磁脉冲的抗扰性）。

CENELEC（欧洲电工标准化委员会）。由欧共体委员会授权制定欧洲标准 EN。EN 标准中引用了很多 CISPR 和 IEC 标准，其对应关系如下：

EN55 × × × = CISPR 标准（例如：EN55011 = CISPR Pub. 11）

EN6 × × × × = IEC 标准(例如: EN61000 -4 -3 = IEC61000 -4 -3 Pub. 11)

EN50 × × × = CENELEC 自定标准(例如: EN50801 )

FCC (Federal Communications Commission, 联邦通信委员会)。主要制定民用产品标准, 关于电磁兼容的标准主要包括在 FCC Part 15 和 FCC Part 18 中。

MIL - STD (美军标)。典型的是 MIL - STD - 461。

VCCI (干扰自愿控制委员会)。民间机构, 其标准与 CISPR 和 IEC 一致。

GB (中国国家标准)。基本采用 CISPR 和 IEC 标准, 目前已发布 57 个。

GJB (中国军用标准)。基本采用美军标, 例如 GJB151A = MIL - STD - 461D。

具体的标准的编号和识别, 见表 5-1。

表 5-1 具体的标准的编号和识别

国家或组织	制定单位	标准编号
IEC	CISPR	CISPR Pub. × ×
IEC	TC77	IEC × × × × ×
欧共体	CENELEC	EN × × × × ×
美国	FCC, DOD	FCC Part × ×, MIL - STD. × × ×
日本	VCCI	VCCI
中国	质量技术监督局、国防部门	GB × × × × - × × × × GJB × × × - × ×

在针对目标市场研发系列产品时必须清楚所适用的 EMI 规范要求。在美国, 联邦通信委员会 (FCC) 规定有 EMI 规范要求。加拿大的规范类似于 FCC 规范要求。图 5-2 所示为 FCC 标准第 15 节中 J 部分所规定的传导干扰限制。第 15 节的最新补充说明允许生产商在测试时使用 C. I. S. P. R. 第 22 版中的限定标准作为替代, 以证明其测试结果满足要求。

欧盟 (EC) 的很多国家也建立了电磁干扰兼容性的协调计划。适用于信息技术设备的 EN55022 就是首批协调文件之一。EN55022 以及相应的测量文件 C. I. S. P. R. 第 22 版规定了欧盟市场中信息技术产品关于传导干扰的限制, 如图 5-3 所示。事实上, EN55022 的限定与 C. I. S. P. R. 第 22 版的标准限定是相同的。注意, Class A 和 Class B 规范限制都是使用平均值及准峰值检测方法。

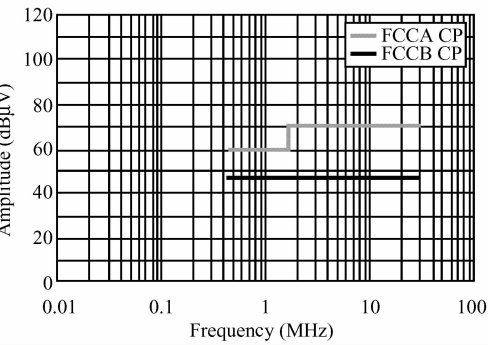


图 5-2 FCC Class A 及 B 的限定 (准峰值)

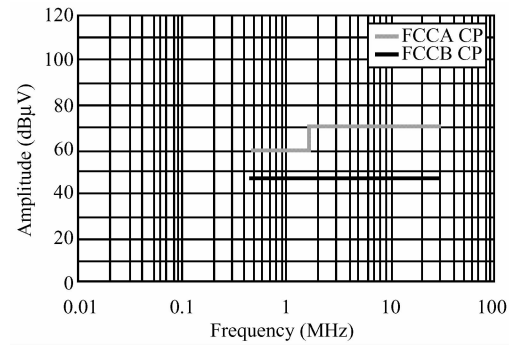


图 5-3 EN55022 Class A 及 B 的限定 (平均值及准峰值)

如图 5-4 所示为适用于德国市场的最严格的 VDE0871 规范（窄带限制）。传统上都将此作为设计目标。德国规范 Vfg1046/1984 要求信息技术或电子数据处理设备要满足 VDE0871 的 Class B 窄带限制要求，其测试频段为 10 kHz ~ 30 MHz（注意：规范中的限定仅适用于准峰值检测方式）。当产品的市场仅在德国时，可以选择要么满足 Vfg1046/1984 的规范要求，要么满足新的德国规范 Vfg243/1991（如 Vfg46/1992 所更新）的要求。在新的规范当中，将测试起始频率点从 10kHz 放宽至 150kHz，从而与 EN55022 的 150kHz ~ 30MHz 的测试频段相协调。Vfg243/1991 规定了准峰值限定而 Vfg46/1992 增加了平均值限定，如图 5-5 所示。与 VDE0871 相比，图 5-4 同时显示了 Vfg243/1991 Class B 的准峰值限定。当然，由于 VDE0871 标准规定更严格，所以满足 VDE0871（根据 Vfg1046/1984）的 EMI 滤波器设计在成本上往往高于满足 Vfg243 规范要求的滤波器设计。

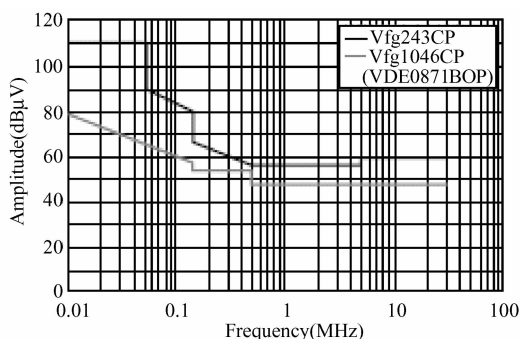


图 5-4 Vfg1046 及 Vfg243 Class B 的限定（准峰值）

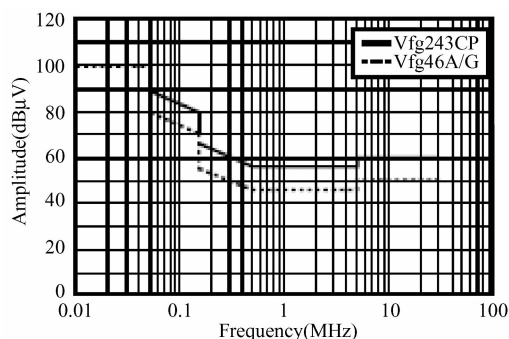


图 5-5 Vfg243（准峰值）和 Vfg46（平均值）Class B 的限定

### 5.1.2 电磁兼容的测试

电磁兼容干扰测试试验场地有两个基本要求：一个是场地内不能有电磁波反射物，这会造成测量误差；另一个是场地内不能有其他电磁干扰。比较好的环境是无反射屏蔽室。

电磁兼容抗扰度方面的试验可以在普通环境中进行，但是注意试验用的干扰信号会对周围的正常工作造成影响，特别是辐射抗扰试验，强电磁波可能会对附近的人员造成伤害。

#### 1. 传导骚扰的测试

传导骚扰的测试主要是为了衡量设备从电源端口、信号端口向电网或信号网络传输的骚扰。根据常用传导骚扰测试标准 CISPR16 及 EN55022 的要求，传导骚扰测试需要的设备有：

- (1) EMI 自动测试控制系统（电脑及其界面单元）；
- (2) EMI 测试接收机（或频谱分析仪）；
- (3) 电源阻抗稳定网络（LISN），以及电流探头（Current Probe）。

图 5-6 显示了线路阻抗稳定网络（LISN）的原理，图中  $L_F$ 、 $C_F$  组成一个有效滤波网络，该滤波网络使得输入线电压频率的电流能够直接通过，而电源高频的传导干扰电流会流经耦合电容  $C_C$  和检测电阻  $R_S$ 。频谱分析仪或 EMI 接收机读取由  $V_{SL}$  和  $V_{SN}$  检测得到的电流干扰信号的幅值，其单位为  $\text{dB}\mu\text{V}$ ，而  $V_{SL}$  和  $V_{SN}$  为  $R_{SL}$  和  $R_{SN}$  两端的电压。如图 5-7 所示为 MIL-STD-461 标准推荐的 LISN 网络，由图可知，源端开路时，在 4kHz 时给负载提供 5 -

$j18.64\Omega$  的阻抗, 在  $14\text{kHz}$  时给负载提供  $5 - j1.29\Omega$  的阻抗, 直到  $150\text{kHz}$  时才达到  $5 + j45\Omega$  的阻抗。

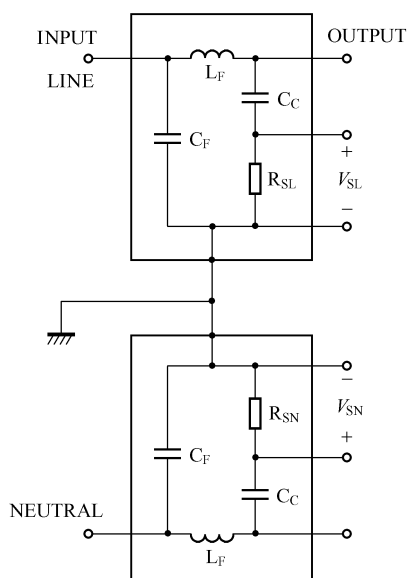


图 5-6 线路阻抗稳定网络 (LISN) 的原理

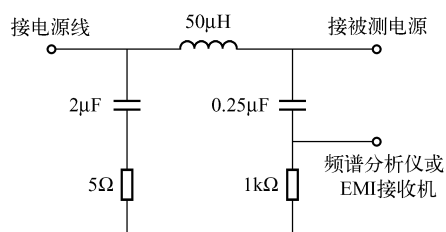


图 5-7 MIL-STD-461 标准推荐的 LISN 网络

LISN (线路阻抗稳定网络) 的作用如下:

(1) 让输入的低频线电压的电流能够无阻抗地通过, LISN 对于线电压 (市电) 频率的电流和被测设备来讲是透明的。

(2) 隔离待测试的设备 EUT (被测设备) 和交流输入电源, 滤除由输入电源线引入的高频噪声及干扰, 为 EUT 提供一个“干净”的市电。

(3) EUT 产生的干扰噪声通过 LISN 内部的滤波网络和电阻  $R_{SL}/R_{SN}$ , 在电阻  $R_{SL}/R_{SN}$  上得到相应的干扰噪声信号值, 送到接收机或频谱分析仪进行分析。

如图 5-8 所示为典型传导干扰测试台设置, 该测试台为木制, 至少  $80\text{cm}$  高并且不能有任何金属扣件连接。被测件、LISN 网络及负载都要放置在距离测试台边缘  $40\text{cm}$  的地方。

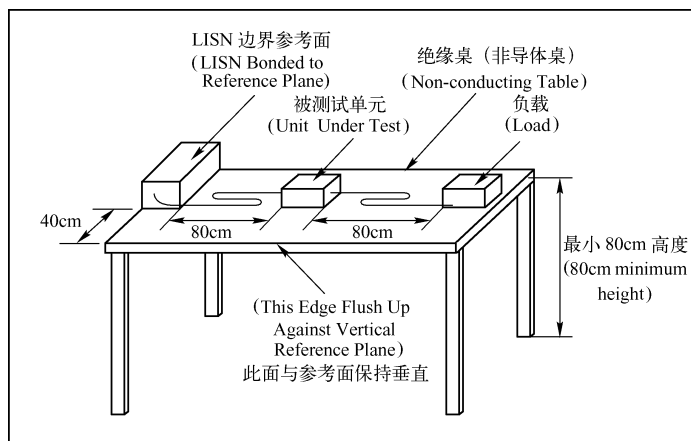


图 5-8 典型传导干扰测试台设置

被测件与 AC 输入的 LISN 之间以及被测件与 DC 输出的负载之间使用 6 英尺的电缆连接。LISN 及负载都距离被测件 80cm，测试台的边缘要紧靠在一个至少 2 m<sup>2</sup> 面积的垂直参考平面上。LISN 网络要使用一条低阻抗的高频接地母线或编织电缆连接至参考平面上。对某些应用，如果电源及负载都在同一个封装当中，则被测件与负载之间的电缆可以省略不用。

## 2. 辐射发射的测试

辐射发射测量的目的是确定 EUT 通过空间发射传播的电磁干扰能量。

GB 要求在开阔场地中测量，GJB 要求在屏蔽半无反射室中测量，由于电磁环境日趋恶化，开阔场地中的背景干扰往往严重影响测量，因此，GB 测量也开始在屏蔽半无反射室中做，但要求半无反射室中的电磁场分布与开阔场近似。

如图 5-9 所示，天线到 EUT 的距离：GB 要求为 3 m、10 m 或 30 m，GJB 要求为 1 m；GB 和 GJB 都要求 EUT 按照实际工作状态布置（互连电缆和所连接的外部设备全部按实际状态连接），GB 要求 EUT 放置在木制测试台上，GJB 要求 EUT 放置在金属板上。距离地面的距离为 0.8 m。

GB 仅测量电场辐射发射，GJB 对电场辐射和磁场辐射都要测量。

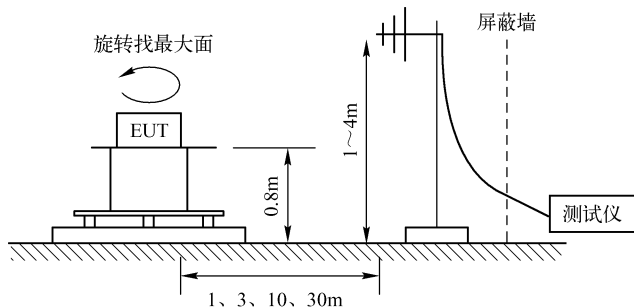


图 5-9 典型辐射发射测试布置

干扰测量仪的读数与检波方式有关，因此标准中都明确规定检波方式，GB 要求准峰值检波，GJB 要求峰检波。

与处理电磁兼容问题的原则相同，仅关心最坏情况。因此，以 EUT 的最大辐射值为测量结果。最大辐射值的含义有四个，具体如下：

- (1) EUT 的工作状态处于最大辐射状态；
- (2) EUT 最大辐射面对着天线；
- (3) 天线的极化方向为接收最大场强的方向；
- (4) 天线的高度为接收最大场强的位置。

同时，需要注意的是，设备上的电缆是主要的辐射源，因此测量的结果往往与电缆的摆放位置有很强的相关性。这是导致测量结果不能重复的重要原因之一。所以在测量时，尽量使电缆的位置固定。

## 3. 浪涌（模拟雷电干扰）测试

浪涌试验模拟雷电现象对设备的干扰，要在电源线和信号线上试验。根据设备的用途和



要求, 试验可在设备工作或非工作状态进行。工作状态时做此试验主要检验设备电路抗干扰性, 是否会在受到干扰时出现误动作。非工作状态时做此试验, 主要检验设备的抗浪涌电路性能, 看设备是否会在浪涌冲击下受到大的损坏。

如图 5-10 所示为浪涌试验波形, 从图中可以看出, 浪涌试验的能量很大, 但是频率不是很高。因此, 一般的低通干扰滤波器对浪涌干扰几乎没有作用, 因为浪涌的主要能量在滤波器的通带内。

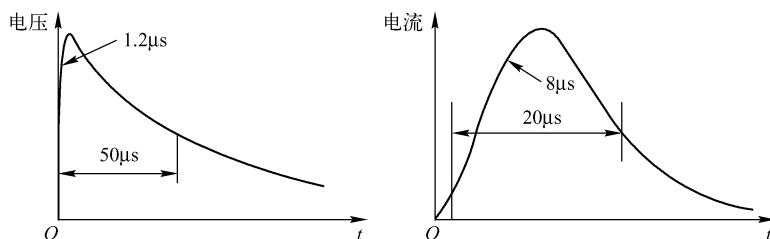


图 5-10 浪涌试验波形

#### 4. 电快速脉冲试验

电快速脉冲试验模拟电网中的感性负载断开时产生的干扰。这种干扰不仅会出现在电源线上, 而且会耦合到信号线上。如图 5-11 所示为电快速脉冲试验波形, 从波形看, 电快速脉冲干扰的频率较高。由于上升沿为 5 ns, 其频率成分达到 60 MHz 以上。因此, 试验时要考虑高频干扰的空间耦合因素。有些试验失败就是由于高频干扰耦合造成的。设备能够通过浪涌试验, 并不意味着也能通过电快速脉冲试验。一方面是因为后者的频率成分远高于前者, 具备不同的干扰机理; 另一方面是因为电快速脉冲试验中施加的干扰是重复性的, 这对电路具有一种积分效应, 使电路中的积分型抗干扰电路失效。

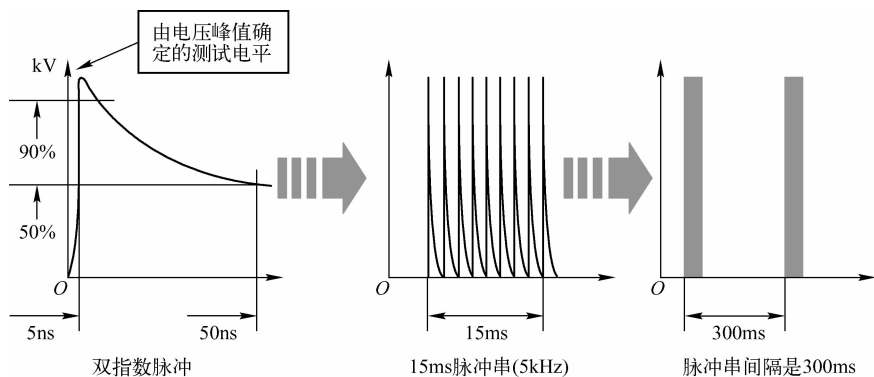


图 5-11 电快速脉冲试验波形

#### 5. 静电放电试验

当充有电荷的物体靠近或接触一个导体时, 电荷就要发生转移, 这就是静电放电现象。静电放电会导致电子设备的误动作和电路的损坏。静电放电发生得非常快, 因此放电电流的上升沿很陡, 具体数值取决于放电回路的电感。如图 5-12 所示为人体静电放电波形。

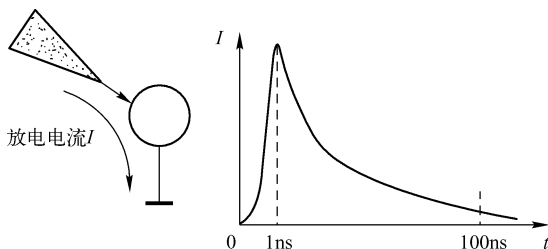


图 5-12 人体静电放电波形

根据静电放电对设备造成危害的机理，静电放电试验也从两个方面进行，一种是直接放电试验，另一种是感应放电试验。

**直接放电试验：**这种试验模拟了在实际环境中，导电物体与设备接触时发生的静电放电现象。按照标准的要求，对设备上能够被触及的部位都要做这个试验。当在某个部位发生静电放电时，静电放电电流直接经过设备流向大地，具体采取什么路径取决于设备的结构。直接放电试验又分为接触放电和非接触放电。接触放电试验中，放电针直接与受试设备接触。非接触放电试验中，放电针不直接与受试设备接触，通过火花放电。非接触放电模拟了实际中的情况，因为在实际中，带电物体都是逐渐接近设备的。

**感应放电试验：**这个试验不是直接在受试设备上放电，而是在附近的接地金属板上放电，当发生放电时，金属板附近会产生电磁场，试验的目的是看设备是否会受到这个电磁场的影响。这个试验模拟了设备附近一个设备发生静电放电的情况。

## 5.2 分贝的知识

电磁兼容中，分贝是两个功率的比值的对数，英文缩写为 dB。定义如下：

$$\text{分贝数} = 10\lg(P_2/P_1) \quad \text{dB}$$

分贝可以用来表示功率增益 ( $P_2 > P_1$ ) 或功率损耗 ( $P_2 < P_1$ )。  $P_1$ 、 $P_2$  是两个功率数值，在实际问题的分析中，电压和电流单位是用得最多的，因此，也常用分贝单位来表示电压和电流。电压和电流的平方对应功率，因此，对电压和电流使用分贝时，定义如下：

$$\text{电压增益分贝数} = 20\lg(V_2/V_1) \quad \text{dB}$$

$$\text{电流增益分贝数} = 20\lg(I_2/I_1) \quad \text{dB}$$

这些定义仅当在同样阻抗上测量时才正确。

电磁兼容中使用分贝数的好处是，用较小的坐标可以描述很宽的范围。由于在 EMC 中，干扰的幅度范围和频率范围都很宽，因此用分贝描述更加方便。

另外，分贝也可以表示各个物理量的绝对数值，表示这个物理量与某一个参考数值的比较。当以“1”为参考值时，各个物理量的单位就变成用分贝表示的形式。下面是一些常用的物理量单位。

**电压：**用 1V、1mV、1 $\mu$ V 为参考（例如 1 $\mu$ V = 0dB $\mu$ V），则电压分贝单位为 dBV、dBmV、dB $\mu$ V 等。

**电流：**用 1A、1mA、1 $\mu$ A 为参考，则电流分贝单位为 dBA、dBmA、dB $\mu$ A 等。

**场强：**用 1V/m、1 $\mu$ V/m 为参考，则场强分贝单位为 dBV/m、dB $\mu$ V/m 等。

功率：用 1W、1mW 为参考，则功率分贝单位为 dBW、dBmW 等。

例如： $1\mu\text{V} = 0\text{dB}\mu\text{V}$ ，则  $100\mu\text{V} = 40\text{dB}\mu\text{V}$ 。

### 5.3 时域信号的频谱分析

由于 EMC 的标准都是在频域中规定的，因此我们必须能够在频域中对干扰进行分析。傅里叶变换就是这样一种工具。用傅氏变换将信号从时域变换到频域，得到的频域波形称为频谱。如图 5-13 所示，对于非周期信号，使用傅里叶变换将信号从时域变换到频域，频谱是连续的。对于周期性信号，用傅里叶级数进行变换，这时的频谱是离散的，即只在有限的频率点上有能量。由于周期信号有限的能量分布在有限的频率上，因此周期信号的能量更集中，所以干扰作用更强。频谱分析仪可以对干扰信号的频谱进行测量。

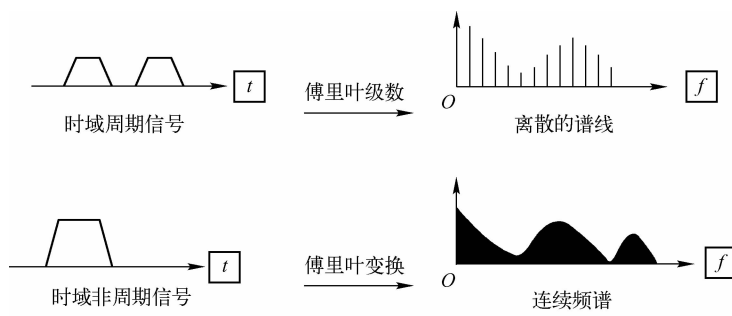


图 5-13 时域 - 频域变换

#### 1. 周期脉冲信号的频谱

在分析电磁兼容问题时，有两个特殊条件可以利用，使问题简化。一个是通常不考虑相位，仅考虑频谱的幅度；另一个是通常考虑最坏的情况。因此，在分析中，常在频谱图中用其最大幅度的包络线来表示。

如图 5-14 所示为周期脉冲信号的频谱包络线。周期信号对应的频谱是离散谱，每根谱线的距离是脉冲重复频率的整数倍。图中脉冲的脉宽为  $d$ ，上升时间为  $t_r$ ， $t_f$  为下降时间，周期为  $T$ ，幅值为  $A$ ，周期信号对应频谱的包络线上有两个拐点，一个在  $1/\pi d$  处，另一个在  $1/\pi t_r$  处。在  $1/\pi d$  以下，包络线幅度保持不变，在  $1/\pi d \sim 1/\pi t_r$  之间，幅度以 20dB/dec 的速率下降，在  $\max(1/\pi t_r, 1/\pi t_f)$  以上，以 40dB/dec 的速率下降。 $\max(1/\pi t_r, 1/\pi t_f)$  的频率称为脉冲信号的带宽。脉冲信号的上升时间越短（信号越陡），则信号的频带越宽。

如果周期脉冲信号为矩形波，即上升/下降时间为 0，则其频谱特性，在  $1/\pi d$  以下，包络线幅度保持不变，在  $1/\pi d$  以上，幅度会以 20dB/dec 的速率下降一直到 0。

从图 5-14 中还可以看出，波形和占空比只影响低频段的干扰。上升和下降沿影响高频段的干扰和带宽。

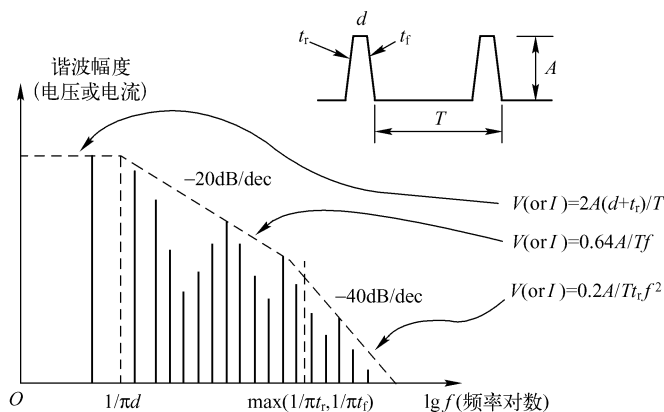


图 5-14 周期脉冲信号的频谱包络线

## 2. 非周期脉冲信号的频谱

由于非周期脉冲信号的频谱是连续谱，因此用频谱强度来表示。频谱强度以一定频带内的信号强度来计量，例如对于电压，单位为 dBV/MHz，对于电流，单位为 dBA/MHz。对于特定脉冲信号，频谱强度为

$$f < 1/\pi d: \quad V = 6 + 20\lg AT \quad (\text{dBV/MHz})$$

$$1/\pi d < f < 1/\pi t_r: \quad V = 20\lg A - 4 - 20\lg f \quad (\text{dBV/MHz})$$

$$f > 1/\pi t_r: \quad V = -14 + 20\lg A - 20\lg t_r - 40\lg f \quad (\text{dBV/MHz})$$

式中，脉宽  $d$ 、周期  $T$  和上升时间  $t_r$  的单位为  $\mu\text{s}$ ， $f$  的单位为 MHz。

频谱分析仪能够快速地在较宽的频率范围内扫描，因此是诊断电磁干扰发射的方便工具。使用频谱分析仪时需要注意的问题如下。

- (1) 频谱分析仪不能观测瞬间干扰，如静电放电、雷电等；
- (2) 频谱分析仪的扫描时间不能设置得太短，即不能使扫描速度太快；
- (3) 从频谱分析仪屏幕上读取频率与幅度数据时，其精度与频谱分析仪的扫描范围有关，范围越窄，精度越高；
- (4) 当输入信号过大时，频谱分析仪会发生过载，使读取的幅度数据比实际的小，用输入衰减器可以避免过载；
- (5) 减小频谱分析仪的中频带宽可以提高仪器的灵敏度（和选择性），但扫描时间会更长；

- (6) 宽带信号的幅度会随着中频分辨带宽的增加而增加。

电磁干扰（EMI）接收机是另一种测量电磁干扰的设备，它和频谱分析仪的差别如下。

- (1) 所有的接收机都标准配置预选器（频谱分析仪需要选配），能够有效地抑制带外噪声；
- (2) 所有的接收机用基频混频方式（频谱分析仪使用基频和谐频混频），具有较高的灵敏度；
- (3) 接收机的中频滤波器为矩形（频谱分析仪的中频滤波器为高斯形），具有更好的选择性；
- (4) 接收机适合于正式测量。

## 5.4 峰值、准峰值及平均值检测

如图 5-15 所示, 电源工作时由 50Hz 或 60Hz 的交流电源供电, 交流输入电压经过桥式整流及大电容滤波产生一个高 DC 电压。在接近交流峰值电压处仅在很短的时间内才有输入电流流经桥式整流电路。如果没有 PFC 线路, 在输入电压频率等效的 8.3 ~ 10ms 的周期范围内, 通常实际的导通时间为 3ms。这样可以确定等效的“对应输入电压频率的占空比”为 30% ~ 36%。只有在整流桥堆导通期间, 传导干扰的电流才会流向交流电网输入端 (进而被 LISN 网络检测到)。实际上, 传导干扰信号仅在桥堆二极管导通时才会加到频谱分析仪或接收机的检测器上, 二极管的导通相当于一个“选通脉冲”, 其脉冲重复频率 (PRF) 等于交流输入电网的频率 (50Hz 或 60Hz), 并具有相应的“输入频率占空比”。由于整流桥堆导通时间而产生的“选通脉冲”效应, 无论对峰值、准峰值检测还是平均值检测, 都会引起测量信号幅值的改变 (如果有 PFC 线路, 整流桥基本会一直导通。有的在整流桥前面加 EMI 滤波线路, 有的在整流桥后面加  $\pi$  型 EMI 滤波线路。在整流桥后面加 EMI 滤波电路, 滤波元件和布线等不受安规约束, 成本、空间有优势, 不过对于这种线路, 整流桥这个干扰源却被排除在 EMI 滤波线路之外)。

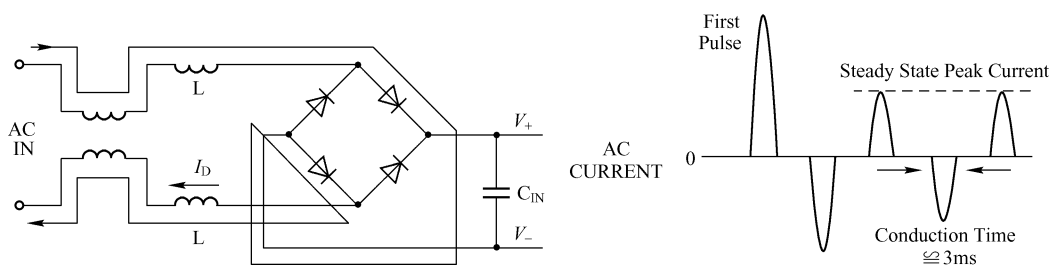


图 5-15 差模电流对输入电容  $C_{IN}$  的充电

峰值测试原理介绍如图 5-16 所示, 峰值检测要求检测干扰信号的峰值, 因此, 要求线路具有很小的充电时间常数和很大的放电时间常数, 这样, 能够保证很快充到干扰信号的峰值, 而又能保持很长一段时间, 而不会因为干扰信号的波形和频率变化而变化。需要指出的是, 频谱分析仪或 EMI 接收机显示的都是信号的 RMS 有效值。例如, 一个 100kHz 的连续正弦波电压, 在示波器上观察到有 1V 的峰值电压时, 其 RMS

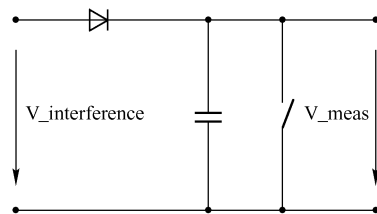


图 5-16 峰值测试原理介绍

电压有效值为 0.707V, 因为此信号为连续的、窄带并且是未经调制或选通的信号。因此, 无论采用哪种检测方法 (峰值、准峰值或平均值), 频谱分析仪 ( $50\Omega$  输入阻抗) 对应此 100kHz 信号显示值为 0.707V (或 117dB $\mu$ V 或 10dBmW)。不过, 如果该信号为宽带、调制的, 以一个占空比加以选通或者以某种方式造成波形非连续, 则根据不同的检测方式, 其显示的 RMS 值将会有所不同。显示的测量值为等效连续正弦信号的幅值, 其 RMS 有效值等于

检波级输出端测得的 LISN 信号的 RMS 有效值分量。

峰值检测是测量传导干扰时最简单迅速的测量方法。解析带宽对应 10 ~ 150kHz 的频带设为 200Hz, 对应 150kHz ~ 30MHz 的频带设为 9kHz。扫描时间相对较低。在不进行平均的情况下实时显示干扰测量值时, 每次扫描测量的峰值幅值都不一样, 这是由上述的整流桥导通选通脉冲作用造成的。多数频谱分析仪具有“最大值保持”(由它的放电时间常数很大保证)功能, 它可以将多次扫描测量中得到的最高数值显示出来。在整流桥导通的选通脉冲期间, 峰值检波器测量最大信号的幅值。

如图 5-17 所示为平均值测试原理。平均值测试原理利用一个交越频率远低于选通脉冲重复频率或 PRF 的低通滤波器。在通常的频谱仪当中, 视频滤波器的带宽可以降低至 30Hz 或更低, 从而对信号进行平均加权, 但扫描时间必须增加以便对测量结果加以校正。为完成传导干扰的测量, 应使用峰值检测的测量方法对传导干扰的全部频段进行测量, 一般从 10kHz (或者依据不同的规范要求从 150kHz 或 450kHz 开始) 至 30MHz。与规范要求的平均值限制值相比, 如果峰值检测的干扰幅度裕量不够, 频谱仪显示的中心频点设定要保证每格的频率跨度尽可能低, 然后再降低视频带宽进行平均值测量扫描。值得注意的是, 峰值检测除了采集 100kHz 开关频率的基频及其前三个谐波分量以外, 还对输入频率整流产生的高次谐波进行采样, 从而得到包络曲线。

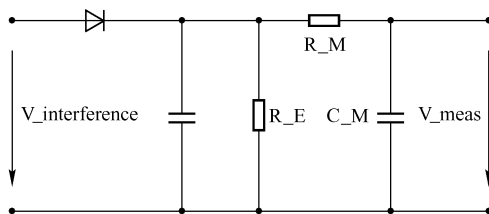


图 5-17 平均值测试原理

平均值检波, 其最大特点是检波器的充放电时间常数相同, 特别适用于对连续波的测量。

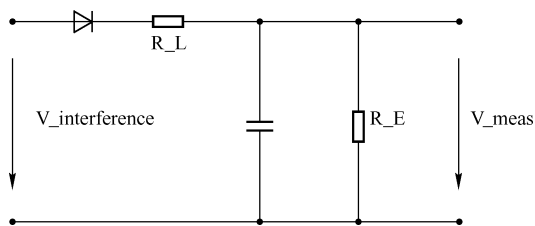


图 5-18 准峰值检测原理

如图 5-18 所示为准峰值检测原理。准峰值检测用来表明干扰实质上造成的危害程度。作为类推, 每秒都发生的轻缓的噪声与每小时发生的噪声相比其危害性更大。准峰值检测 (实际上为一个经过校准的中间带宽的视频滤波器) 相当于一个有泄漏的峰值检波器 (放电时间常数比峰值检测小很多),

它在两个输入信号脉冲之间进行局部放电。脉冲重复频率 (PRF) 越低, 峰值和准峰值测量响应之间的 dB 数值差异越大。

这种检波器的充放电时间常数介于平均值与峰值之间, 在测量周期内的检波器输出既与脉冲幅度有关, 又与脉冲重复频率有关, 其输出与干扰对听觉造成的效果相一致。

准峰值和平均值检测方法 with 峰值检测相比, 其测量值总是较低。如果峰值测量结果满足平均值规范的限定且有足够的裕量, 则没必要再使用平均检波器进行平均值测量。在没有平

均值限定要求的情况下, 如果峰值测量结果满足准峰值规范的限定且有足够的裕量, 则没必要再使用准峰值检波器进行准峰值的测量。一般地, 在测试验证电源是否满足 C. I. S. P. R. 第 22 版、EN55022 或 Vfg243/91 (以及 Vfg46/92) 限定要求时, 峰值测量的数据通常满足准峰值的限定要求, 但在某些情况下与平均值限定相比可能裕量不足。此时, 有必要使用平均值检测方法进行进一步的测量。

## 5.5 差模信号和共模信号

研究简单的两线电缆, 在它的终端接有负载阻抗。每一线对地的电压用符号  $V_1$  和  $V_2$  来表示。差模信号分量是  $V_{\text{diff}}$ , 共模信号分量是  $V_{\text{com}}$ , 电缆和地之间存在的寄生电容是  $C_p$ 。差模信号电路如图 5-19 所示, 差模信号波形图如图 5-20 所示。

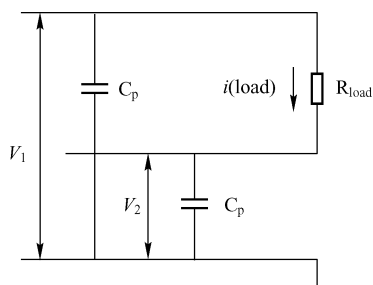


图 5-19 差模信号电路

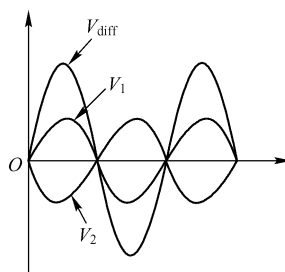


图 5-20 差模信号波形图

对于纯差模信号:

$$V_1 = -V_2$$

大小相等, 相位差为  $180^\circ$ 。

$$V_{\text{diff}} = V_1 - V_2$$

因为  $V_1$  和  $V_2$  对地是对称的, 所以地线上没有电流流过。所有的差模电流 ( $I_{\text{diff}}$ ) 全流过负载。两个电压 (相对于地) 瞬时值之和总是等于零。

对于纯共模信号:

$$V_1 = V_2 = V_{\text{com}}$$

大小相等, 相位差为  $0^\circ$ 。

$$V_3 = 0$$

共模信号电路如图 5-21 所示, 共模信号波形图如图 5-22 所示。

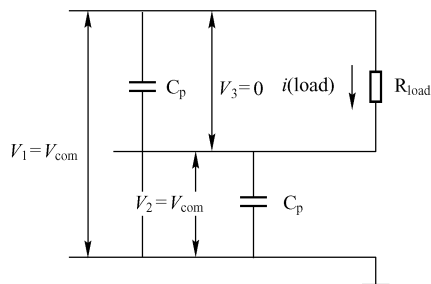


图 5-21 共模信号电路

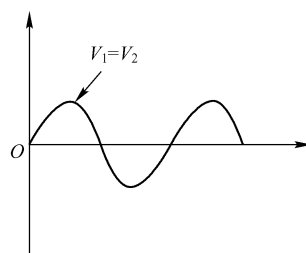


图 5-22 共模信号波形图

开关电源中的差模电流和共模电流干扰回路及测试如图 5-23 所示。差模电流在两根输入电源线间反方向流动，两者相互构成电流回路，即一根作为差模电流的源线，另一根作为差模电流的回线。共模电流在两根输入电源线上同方向流动，它们分别与大地构成电流回路，即同时作为共模电流的源线或回线。

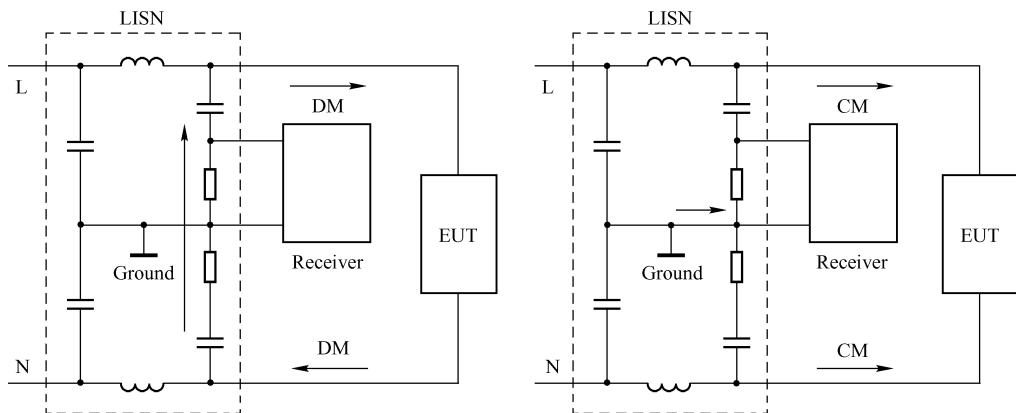


图 5-23 差模电流和共模电流干扰回路及测试

## 5.6 开关电源的地线

### 5.6.1 地线的分类

电源接地从安全和传送信号的作用来讲，可以分为安全地和信号地；从传递功率大小的角度可分为功率地和逻辑地；从传输信号的波形分为模拟地和数字地；从绝缘角度分为热地（一次地）和冷地（二次地）。

#### 1. 安全地

若电源中的散热器或外壳没有接地，当电源线与散热器或外壳之间的绝缘良好（阻抗很大）时，尽管电源与散热器或外壳上的感应电压可能很高，但是人触及散热器或外壳时也不会发生危险，因为流过人体的电流很小。但如果电源高压与散热器或外壳之间的绝缘层损坏，使绝缘电阻降低，当人触及散热器或外壳时，则会导致较大的电流流过人体，造成人身伤害。最坏的情况是电源与散热器或外壳之间短路，这时全部电流流过人体。若散热器或外壳接地，当电源高压与散热器或外壳短路时，会烧断熔丝或导致漏电保护动作。

接地还能为雷击电流提供一条泄放路径，当设施或设备中装有浪涌抑制器时，接地是必要的，否则无法泄放浪涌能量。这时，不仅要接地，而且还要“接好地”，也就是接地的阻抗还必须很低。

对于许多静电敏感的场所，接地也是泄放电荷的主要手段。

#### 2. 信号地

信号地的定义：信号电流流回信号源的低阻抗路径。这比传统上将地线定义为电路中的



电位参考点,更能反映真实地线的情况。这个信号地的定义突出了电流的流动。当电流流过有限阻抗时(地线仍然存在阻抗,即地阻抗),必然会导致电压下降,因此这个定义反映了实际地线上存在着地电位的情况。

在分析、解决电磁兼容问题,以及电源的实际 debug 过程中,确定实际的地线电流回路十分重要。这也是实际开关电源调试中,有时需要“割地”、“飞地”的原因。

功率地在开关电源中指主要传递功率的地,也称大电流地,它主要流过功率电流,需要根据流过电流的大小选择合适的布线宽度。逻辑地(有时也称信号地、控制地)往往也是电源芯片的参考地,主要为控制芯片提供地电位参考和回路。

模拟地则为传输模拟电流的地,数值地为传输数字信号的地。热地(Hot Ground)为一次电源交流市电经过整流桥后的地,也称一次侧地或原边低。冷地(Cold Ground)为与热地隔离后的次边地,也称二次侧地。

## 5.6.2 地线干扰

### 1. 地阻抗

地线干扰的问题是许多人感到困惑的问题。有经验的电路工程师在分析干扰故障时,知道要用示波器检查地线上的噪声电压,但是对这种噪声产生的原因并不是很清楚。结果是,面对噪声电压束手无策。

为此,需要对地线有更进一步的认识。

(1) 地线不是等电位体,存在地线阻抗。欧姆定律指出,电流流过一个电阻时,就要在电阻上产生电压。用作地线的导体都是有一定阻抗的(直流电阻和交流阻抗),设计不当的地线的阻抗相当大。因此地线电流流过地线时,就会在地线上产生电压,这样,地线不同位置就存在不同的电位差。在设计电路时,往往将地线作为所有电路的公共地线,因此地线上的电流成分很多,电压也很杂乱,这就是地线噪声电压。

(2) 地线电流走阻抗最小的路径,实际的地线电流有可能并不流过你想象或你所设计的地线。对于频率较低的电流,地线电流流过电阻最小的路径,地线电阻与线宽、长度有关。但是对于频率较高的电流,确定地线电流的路径并不容易,实际的地线电流往往并不流过你所设计的地线,它与地线的交流阻抗、地环路有关。如果电流失去控制,就会产生一些莫名其妙的问题。

(3) 设计地线的主旨就是如何让地线电流沿我们所设计的地线流动,尽量减小地线阻抗。

由于地线电流走阻抗最小的路径,为此我们需要了解哪些因素会影响地线的阻抗。由于地线是导体中的一种,我们先了解哪些因素决定了导体的阻抗。

对于直流或低频电流,导体的电阻为直流电阻,阻值大小与导体的电阻率、导体的长度成正比,而与导体横截面积成反比。

对于高频电流,导体的电阻除了考虑直流电阻外,还要考虑交流阻抗,如果导体的截面积超过趋肤深度,还要考虑趋肤效应带来的有效截面积减小、电阻增加的影响。另外,还需考虑导体的电感,一部分为导体的内电感,即任何一段导体都存在的电感,它与导体所围环路面积相关的外电感相对。

高频时,阻抗由电阻和感抗两部分组成,频率较低时,感抗很小,电阻起主导作用,电

阻与导线的截面尺寸关系很大。频率较高时，感抗起主导作用，而导线的电感与导线的截面尺寸关系不大，此时的阻抗与导线的布线（环路）和导线的长度有很大的关系。

## 2. 公共地线阻抗耦合

对于两个共用电源的电路存在这个问题。解决的办法是对每个电路分别供电或加解耦电路。这种情况在开关电源中经常出现，如果功率地和芯片的信号地共用，这样大的功率电流干扰信号就会通过共用地耦合进芯片信号地，从而带来电路不稳定。解决的办法之一，也是最容易的方法就是功率地和信号地分开布线。

## 3. 地环路

地环路干扰是一种较常见的干扰现象，常常发生在通过较长电气连接的相距较远的设备或电路之间。其产生的内在原因是地环路电流的存在，地环路电流带来的差模干扰如图 5-24 所示。由于地环路干扰是由地环路电流导致的，因此在实践中，有时会发现，当将一个设备的安全接地线断开时，干扰现象消失，这是因为地线断开时，切断了地环路。这种现象往往发生在干扰频率较低的场合，当干扰频率高时，断开地线与否关系不大。

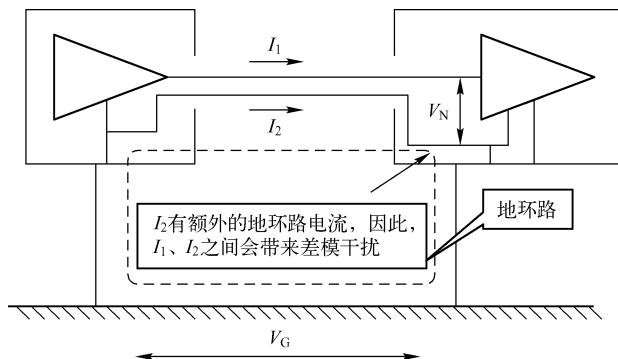


图 5-24 地环路电流带来的差模干扰

地环路干扰形成的原因如下。

(1) 两个设备的地电位不同，形成地电压，在这个地电位的驱动下，形成地电流环流。地线上的电压是由于其他功率较大的设备也用这段地线，在地线中引起较强电流，而地线又有较大阻抗产生的。一旦有地环路电流产生，由于电路的不平衡性，每根导线上的电流不同，因此会产生差模电压，对电路造成干扰。

(2) 由于地线处在较强变化的电磁场中，变化的磁场在地线上形成感应地环路电流。这种地环路电流一样也会产生差模电压，对电路造成干扰。

解决地环路电流干扰的措施如下。

(1) 减小地环路阻抗，从而减小地环路干扰电压。

(2) 增加（断开）地环路阻抗，从而减小地环路电流。当阻抗无限大时，实际是将地环路切断，即消除了地环路。例如将一端的设备浮地，或将线路板与机箱断开等是较直接的方法。但出于静电防护或安全的考虑，这种直接的方法在实践中往往是不允许的。更实用的方法是采用隔离变压器、光耦合、共模扼流圈、平衡电路等方法。

用光传输信号是解决地环路问题的方法之一。光耦器件的寄生电容为2pF左右,因此能够在很高的频率下起到隔离作用。

用隔离变压器切断地环路,这样被隔开的两部分电路通过磁场耦合进行,而避免了电气直接连接。这时地线上的干扰电压出现在变压器的初次级之间,地环路被断开。

### 5.6.3 开关电源的接地策略

接地对电路的工作情况影响很大,因此在设计电路时,有多种接地策略,通常分为单点接地、多点接地和混合接地等种类。

单点接地:所有电路的地线接到公共地线的同一点,进一步可分为串联单点接地和并联单点接地,如图5-25所示。

多点接地:所有电路的地线接到公共地线的不同点,一般电路就近接地。

混合接地:在地线系统内使用电感、电容连接,利用电感、电容器件在不同频率下有不同的阻抗的特性,使地线系统在不同的频率具有不同的接地结构。

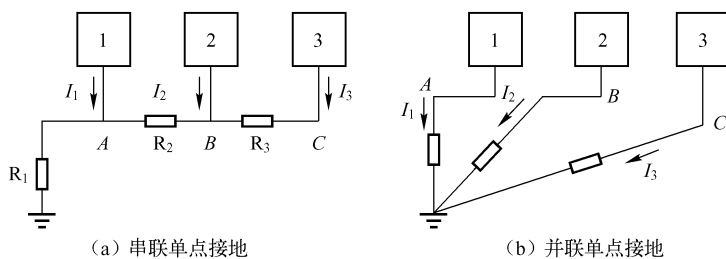


图5-25 串联单点接地与并联单点接地

串联单点接地中,许多电路之间存在公共阻抗耦合问题。但这种接地方式十分简单,在开关电源中对多路输出的各支路,常采用此种接地方式。

并联单点接地的优点是解决了公共阻抗耦合的问题,不好的一面是并联单点接地需要较多的导线,需要较多的布线空间。开关电源中,市电经整流滤波或者PFC线路后会流经大电解电容向后级供电,对于后级多路输出和对信号敏感线路,常采用此种地线直接回到大电容负极的并联单点接地的方式,降低公共地线阻抗的干扰。

对于整个开关电源系统来讲,常常是既有串联单点接地,也有并联单点接地。相互之间不易发生干扰的电路放在同一组,采用串联单点接地,获得最简单的地线结构。相互之间容易发生干扰的电路,或者比较敏感的线路,采用并联单点接地,避免相互之间干扰。

为了减小地线电感,在高频电路和数字电路中经常使用多点接地,而在开关电源中,并不常用。在多点接地系统中,每个电路就近接到低阻抗的地线面上,如机箱。电路的接地线要尽量短,以减小电感。在频率很高的系统中,通常接地线要控制在几毫米的范围内。

如前所述,多点接地时容易产生公共阻抗耦合问题。在低频的场合,通过单点接地可以解决这个问题。但在高频时,只能通过减小地线阻抗(减小公共阻抗)来解决。由于趋肤效应,电流仅在导体表面流动,因此增加导体的厚度并不能减小导体的电阻。在导体表面镀银能够降低导体的电阻。通常1MHz以下时,可以用单点接地;10MHz以上时,可以用多点

接地；在 1 ~ 10MHz 之间时，如果最长的接地线不超过波长的 1/20，可以用单点接地，否则用多点接地。

## 5.7 开关电源的电磁屏蔽

电磁波理论是经典的理论。麦克斯韦、法拉第和其他人在电子学之前就建立了描述电场和磁场的基本方程式。然而，对实际中复杂的系统来讲几乎不能直接应用这些方程式。电场和磁场的衰减用从实验中得到的方程式能够更好地表达，这些方程式在屏蔽的设计中广泛应用。

有许多因素会影响电磁能量源周围的场。源的种类赋予了场一些特征，如辐射度。距离源的距离和电磁波传输的媒介的特性都会影响场与屏蔽之间的相互作用。

### 5.7.1 波阻抗

在电磁屏蔽中，波阻抗  $Z_w$  是联系电场与磁场的有用的概念。波阻抗定义为电场  $E$  与磁场  $H$  的比值。

电磁波中的电场分量与磁场分量的比值称为波阻抗，定义如下：

$$Z_w = E/H$$

源上的驱动电压决定了干扰的特性。例如，环天线中流动的电流与较低的驱动电压对立。结果是在天线附近产生较小的电场和较大的磁场，具有较低的波阻抗。另一方面，四分之一波长的距离上，所有源的波阻抗趋近于自由空间的特征阻抗—— $377\Omega$ 。这时，称为平面波，作为参考，1MHz 频率的波长是 300m。

按照到源的距离，电磁波可以进一步分为两种，近场和远场。两种场的分界以波长  $\lambda$  除以  $2\pi$  的距离为分界点。 $\lambda/2\pi$  附近的区域称为过渡区。源到过渡区是近场，超过这点为远场。近场波的特性主要由源特性决定，而远场波的特性由传播介质决定。如图 5-26 所示，若辐射源为大电流、低电压（辐射源电路的阻抗较低），则产生的电磁波的波阻抗小于  $377\Omega$ ，称为低阻抗波，或磁场波。若辐射源为高电压、小电流（辐射源电路的阻抗较高），则波阻抗大于  $377\Omega$ ，称为高阻抗波，或电场波。在远场区，波阻抗仅与电场波传播介质有关，其数值等于介质的特征阻抗，波阻抗为  $377\Omega$ 。

在近场区内，特定电场波的波阻抗随距离而变化。如果是电场波，随着距离的增加，波阻抗降低，如果是磁场波，随着距离的增加，波阻抗升高。在远场区，波阻抗保持不变。

如前所述，近场区和远场区的分界面随频率的不同而不同，不是一个定数，它的值是  $\lambda/2\pi$ ，与波的频率（波长）有关，这在分析问题时要注意。例如，在考虑机箱的屏蔽时，机箱相对于线路板上的高速时钟信号而言，可能处于远场区，而相对于开关电源较低的工作频率而言，可能处于近场区。在近场区设计屏蔽时，要分别考虑电场屏蔽和磁场屏蔽。

### 5.7.2 电磁屏蔽效能

电磁波在穿过屏蔽体时发生衰减是因为能量有了损耗，这种损耗可以分为两部分：反射损耗和吸收损耗。屏蔽对电磁干扰的衰减如图 5-27 所示。

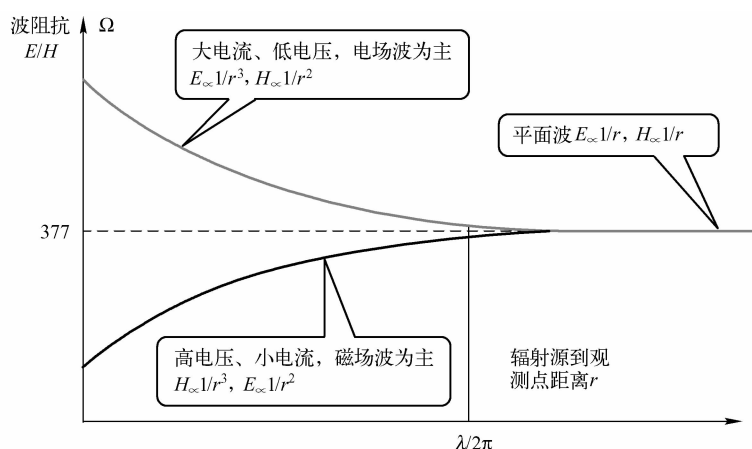


图 5-26 远场波/近场波和波阻抗

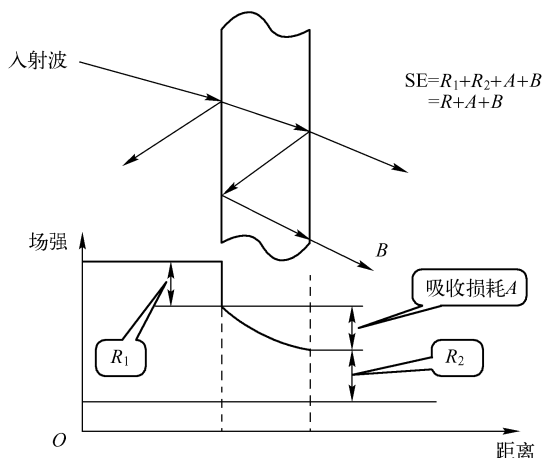


图 5-27 屏蔽对电磁干扰的衰减

做近场屏蔽时，要分别考虑电场波和磁场波的情况。由于电场波的波阻抗较高，因此反射损耗较大。磁场波的波阻抗较低，往往反射损耗较小。

对于吸收损耗有如下结论。

- (1) 屏蔽材料越厚，吸收损耗越大，厚度每增加一个趋肤深度，吸收损耗增加约 9dB；
- (2) 屏蔽材料的磁导率越高，吸收损耗越大；
- (3) 屏蔽材料的电导率越高，吸收损耗越大；
- (4) 被屏蔽电磁波的频率越高，吸收损耗越大。

反射损耗与电磁波的波阻抗  $Z_w$  和屏蔽材料的特征阻抗  $Z_s$  有关。一般表达式为

$$R = \lg(Z_w/4Z_s) \text{ dB}$$

从式中可以看出，对于特定的屏蔽材料 ( $Z_s$  一定)，被屏蔽的电磁波的波阻抗越高，则反射损耗越大；对于确定的电磁波 ( $Z_w$  一定)，屏蔽材料的特征阻抗越低，则反射损耗越大。

屏蔽材料的阻抗计算方法为

$$|Z_s| = 3.68 \times 10^{-7} (f\mu_r/\sigma_r)^{1/2} \Omega$$

式中,  $f$  为入射电磁波的频率 (Hz),  $\mu_r$  为相对磁导率,  $\sigma_r$  为相对电导率。

近场区, 由于电场波的波阻抗较高, 因此反射损耗较大。磁场波的波阻抗较低, 往往反射损耗较小。从图 5-27 可以看出, 对于电场波, 屏蔽体距离辐射源越近, 反射损耗越大; 对于磁场波, 屏蔽体距离辐射源越远, 反射损耗越大。

屏蔽材料的反射损耗并不是将电磁能量损耗掉, 而是将其反射到空间, 传播到其他地方。因此, 反射损耗很大并不一定是好事情, 反射的电磁波有可能对其他电路造成影响。特别是当辐射源在屏蔽机箱内时, 反射波在机箱内可能会由于机箱的谐振得到增强, 对电路造成干扰。对于特定设备来讲要综合考虑。

总的屏蔽效能等于吸收损耗与反射损耗之和。

低频: 由于趋肤深度很大, 吸收损耗很小, 屏蔽效能主要取决于反射损耗。而反射损耗与电磁波的波阻抗关系很大, 因此, 低频时不同的电磁波的屏蔽效能相差很大。电场波的屏蔽效能远高于磁场波。

高频: 随着频率升高, 电场波的反射损耗降低, 磁场波的反射损耗增加 (如图 5-27 所示), 另一方面由于趋肤深度减小, 吸收损耗增加, 当频率高到一定程度时, 吸收损耗已经很大, 屏蔽效能主要由吸收损耗决定。由于屏蔽的吸收损耗与电磁波的种类 (波阻抗) 无关, 在高频时 (远场波), 不同种类的电磁波的屏蔽效能几乎相同。

电场波种类与屏蔽效能: 屏蔽的难度按电场波、平面波、磁场波的顺序依次增加。电场波是最容易屏蔽的, 而磁场波是最难屏蔽的。特别是频率较低的磁场波, 很难屏蔽。了解这一点很重要, 因为在选购屏蔽材料时, 要参考厂家提供的屏蔽数据, 一定要搞清楚数据是在什么条件下获得的。导电薄膜、导电涂覆层等对磁场往往屏蔽效能很低, 厂家给出的屏蔽数据一般是电场波或平面波的。

电磁屏蔽需要与静电屏蔽相区分。在静电中, 只要将屏蔽体接地, 就能够有效地屏蔽静电场。而电磁屏蔽却与屏蔽体接地与否无关。电磁屏蔽的关键是保证屏蔽体的导电连续性, 即整个屏蔽体必须是一个完整的、连续的导体。这一点实现起来十分困难。因为一个完全封闭的屏蔽体是没有任何实用价值的。一个实用的机箱上会有很多孔缝造成屏蔽效能低: 通风口、显示口、安装各种调节杆的开口、不同部分结合的缝隙等。实际机箱屏蔽效能低的另一个主要原因是穿过屏蔽机箱的导体。机箱上总是会有电缆穿出 (入), 至少会有一条电源电缆。这些电缆会极大地危害屏蔽体, 使屏蔽体的屏蔽效能降低数十分贝。

### 5.7.3 电磁屏蔽的孔洞和缝隙

#### 1. 孔洞的泄漏

当电磁波入射到一个缝隙孔洞时, 其作用相当于一个偶极天线, 当缝隙的长度达到  $\lambda/2$  时, 其辐射效率最高 (与缝隙的宽度无关), 也就是说, 它可以将激励缝隙的全部能量辐射出去。

在近场区, 孔洞的泄漏还与辐射源的特性有关。当辐射源是电场源时, 孔洞的泄漏比远场时小 (屏蔽效能高), 而当辐射源是磁场源时, 孔洞的泄漏比远场时要大 (屏蔽效能低)。

当  $N$  个尺寸相同的孔洞排列在一起, 并且相距很近 (距离小于  $\lambda/2$ ) 时, 造成的屏蔽效能下降为  $20\lg \sqrt{N}$ 。在不同面上的孔洞不会增加泄漏, 因为其辐射方向不同, 这个特点可

以在设计中用来避免某一个面的辐射过强。

## 2. 缝隙的泄漏

缝隙的阻抗可以用电阻和电容并联来等效。低频时，电阻分量起主要作用；高频时，电容分量起主要作用。由于电容的容抗随着频率的升高而降低，因此如果缝隙是主要泄漏源，则机箱的屏蔽效能经常随着频率的升高而增加。

影响缝隙上电阻成分的因素主要有：接触面积（接触点数）、接触面的材料（一般较软的材料接触电阻较小）、接触面的清洁程度、接触面上的压力（压力要足以使接触点穿透金属表层氧化层）、氧化腐蚀等。

影响缝隙电容成分的因素，根据电容器的原理，很容易知道：两个表面之间的距离越近，相对的面积越大，则电容越大。

减小缝隙电磁泄漏的基本思路：减小缝隙的阻抗（增加导电接触点、加大两块金属板之间的重叠面积、减小缝隙的宽度）。

方法一：使用机械加工的手段（如用铣床加工接触表面）来增加接触面的平整度。缺点是加工成本高。

方法二：增加紧固件（螺钉、铆钉）的密度。缺点是仅适合永久性结合的场所，成本高，可维修性不好。

方法三：使用电磁密封衬垫。电磁密封衬垫是一种弹性的导电材料。如果在缝隙处安装上连续的电磁密封衬垫，那么，对于电磁波而言，就如同在液体容器的盖子上使用了橡胶密封衬垫后不会发生液体泄漏一样，不会发生电磁波的泄漏。除非对屏蔽要求非常高的场合，否则并不需要在缝隙处连续使用电磁密封衬垫。在实践中，可以根据对屏蔽效能的要求间隔地安装衬垫。在样机上精心地调整衬垫间隔，既能满足屏蔽的要求，又使成本最低。对于民用产品，衬垫之间的间隔可以为  $\lambda/20 \sim \lambda/100$ 。军用产品则一般要连续安装。

任何导电的弹性材料都可以作为电磁密封衬垫用。但电磁密封衬垫必须具有较好的抗腐蚀性。

金属丝网衬垫是一种最常用的电磁密封材料。从结构上分，有全金属丝、空心 and 橡胶芯三种。常用的金属丝材料为：蒙乃尔合金、铍铜、镀锡钢丝等。其屏蔽性能为：低频时的屏蔽效能较高，高频时屏蔽效能较低。一般用在 1GHz 以下的场合。主要优点/缺点：价格低，过量压缩时不易损坏/高频屏蔽效能较低。

导电橡胶通常用在有环境密封要求的场合。从结构上分，有条材和板材两种，条材又分为空心 and 实心两种。板材则有不同的厚度。材料为：硅橡胶中掺入铜粉、铝粉、银粉、镀银铜粉、镀银铝粉、镀银玻璃粉等。其屏蔽性能为：低频时的屏蔽效能较低，而高频时屏蔽效能较高。主要优点/缺点：同时提供电磁密封和环境密封/较硬，价格高，有时不能刺透金属表面的氧化层，导致屏蔽效能很低。

指形簧片通常用在接触面滑动接触的场合。形状繁多，材料为铍铜，但表面可做不同的涂覆。屏蔽性能为：高频、低频时的屏蔽效能都较高。主要优点/缺点：形变量大、屏蔽效能高、允许滑动接触/价格高。

螺旋管衬垫：由铍铜或不锈钢带材卷成的螺旋管，屏蔽效能高（是所有电磁密封衬垫中屏蔽效能最高的）。主要优点/缺点：价格低，屏蔽效能高/受到过量压缩时，容易损坏。

导电布衬垫：由导电布包裹上发泡橡胶芯构成，一般为矩形，带有背胶，安装非常方便。高低频的屏蔽效能均较高。主要优点/缺点：价格低，过量压缩时不易损坏，柔软，具有一定的环境密封作用/频繁摩擦会损坏导电表层。

对于穿过屏蔽体的电缆必须采用下面两种方法进行处理，一是将导线屏蔽起来，这相当于将屏蔽体延伸到导线端部。另一种措施是对导线进行滤波处理，滤除导线上的高频成分。

电缆屏蔽处理：防止射频干扰的屏蔽电缆对屏蔽层的端接要求是十分严格的，有些场合，例如另一端没有屏蔽的场合，屏蔽几乎没有什么作用。一般仅当滤波无法实施时才使用屏蔽的方法。

电缆滤波处理：在电缆端口上安装低通滤波器，可以有效地滤除电缆上的干扰，保持屏蔽体的完整性。但是，前提是电缆上传输的信号频率与要防护的干扰频率相差较远。采用滤波的方法时，滤波器的截止频率十分重要，不能影响正常信号的传输。同时滤波器的安装方法对效果的影响很大。

### 3. 法拉第屏蔽

变压器法拉第屏蔽是在初、次级侧加入一接地平面，让初、次级侧的电容耦合效应降到最低。如果应用在三明治绕法的话，那就必须使用两个法拉第屏蔽，也就是初级侧→法拉第屏蔽→次级侧→法拉第屏蔽→初级侧。法拉第屏蔽会经由导线接到初级侧的 GND。法拉第屏蔽属于静电屏蔽，法拉第屏蔽层要用导线接到原边或次边的电位“安静点”（电位基本不变化的点，如输入电压的高压端或输入/输出的地），同时需要注意法拉第屏蔽不可以形成短路环，一般会使用具有背胶的铜箔进行绕制以便绝缘，铜箔的长度可以是 0.9 匝或 1.1 匝。

变压器有两个屏蔽绕组最好，如只有一个，要靠近最大干扰源，也就是连接 MOS 的 D 端的那一部分绕组，绕向和这一部分相反，这样利用电场抵消的原理，适当调整屏蔽匝数，可使其整体对外电场基本抵消，这样就减小了共模电流，差模部分就靠前面的差模滤波。

有的变压器外围包一层薄铜皮进行磁场屏蔽，这个屏蔽层两端需要焊接在一起，形成闭合回路，其屏蔽原理是利用处于变换磁场中的导体形成涡流，但涡流的磁场与原变压器的磁场相互抵消，从而达到屏蔽的效果。

## 5.8 EMI 滤波器技术

在抑制 EMI 噪声的辐射干扰方面，电磁屏蔽是最好的方式。而在抑制 EMI 噪声的传导干扰方面，采用 EMI 滤波器是很有效的手段，当然应配合良好的接地措施。

滤波器的作用是仅允许对工作必需的信号频率通过，而对工作不必需的信号频率有很大的衰减作用，这样就使产生干扰的机会降为最低。

电源滤波器除了要保证满足安全方面的要求外，还要注意当负载电流较大时，电路中的电感不能发生饱和（导致滤波器性能下降）。

开关电源中的共模电流  $I_{cm}$  指的是 Line、Neutral 两线相对于接地线（Ground）的噪声干扰电流分量，而差模噪声电流  $I_{dm}$  指的是直接流经 Line 和 Neutral 两线之间而不流经地线的噪声干扰电流分量。

共模噪声干扰电流主要是由电源电路中的功率管对地寄生电容、快速二极管对地电容，



以及变压器寄生电容和杂散电容引起的，共模电流耦合路径如图 5-28 所示。

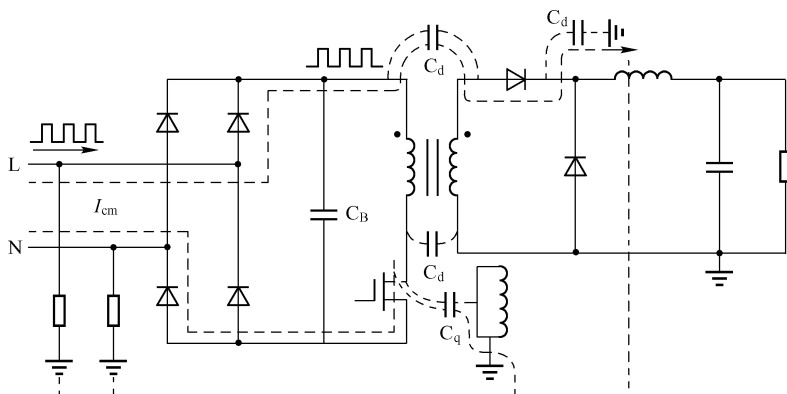


图 5-28 共模电流耦合路径

而差模噪声干扰电流则由电源电路初级端的非连续电流及输入端滤波大电容（电解电容）上的寄生电阻及寄生电感等造成，差模电流耦合路径如图 5-29 所示。这在后面的电源差模等效电路中有更详细的说明。

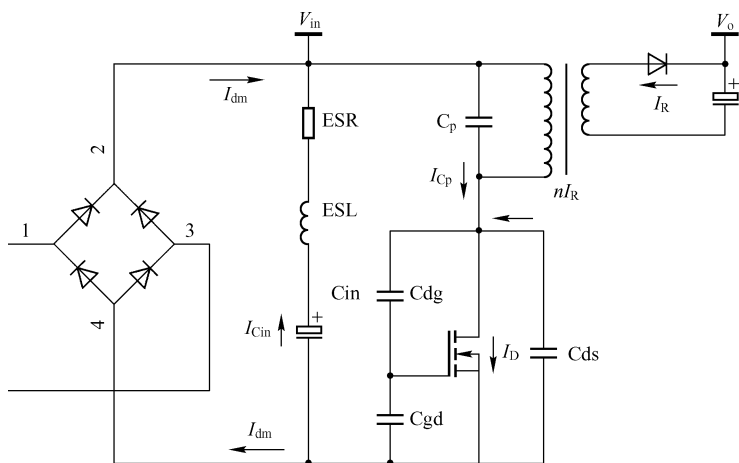


图 5-29 差模电流耦合路径

EMI 电源滤波器是抑制传导干扰最为有效的手段。EMI 电源滤波器，又称为电网滤波器、进线滤波器等，它毫无衰减地把直流、50Hz、400Hz 的电源功率传输到设备上去，却大大衰减经电源设备传入的 EMI 信号，保护设备免受其害。同时，它又能抑制设备本身产生的 EMI 信号，防止它进入电网，污染电磁环境，危害其他设备。通用的 EMI 滤波器可以定义为一个低通网络，它由电感、电容或电阻等无源器件组合而成。一般可根据其电路形式分为 L 型、T 型、 $\pi$  型等基本电路形式。EMI 滤波器不同于通常的低通滤波器，二者所关心的滤波器指标、使用环境等都是截然不同的。普通的低通滤波器关心幅频特性、相位特性、群延时、波形畸变等特性，而 EMI 滤波器则更关心插入损耗、能量衰减、截止频率等参量。从使用环境来看，一般低通滤波器工作电压较低、工作电流较小、源端和负载端特性较单一，而 EMI 滤波器工作电压高、额定工作电流大，并且要能够承受瞬时大电流的冲击，在

使用中必须考虑源端及负载端的端接阻抗对滤波性能的影响，而且必须结合接地技术与屏蔽措施，才能达到良好的 EMI 抑制效果。

### 1. 反激电源 EMI 特征

反激电源中，当开关管导通时开始有初级电流  $I_{PRI}$  流动。变压器初级电流以斜坡上升的方式达到一个峰值，该峰值由输入电压、初级电感量、开关频率及占空比决定。此梯形（或三角形）电流波形在频域内表现为开关频率的基频频谱分量及方波所决定的谐波分量，因而是造成交流电网和电源输入之间流动的差模干扰电流的主要原因。如果 PCB 布局所决定的电流路径包围的面积较大，则辐射的磁场还会造成共模干扰。

### 2. 开关管漏源极电压波形

漏极-源极电压  $V_{DRAIN}$  的波形特征为很高的  $dv/dt$  转换特性。寄生电路因素（漏感、开关管输出电容及变压器电容）会引起附加的峰值电压及频率在  $3 \sim 12\text{MHz}$  之间的振荡。开关管漏极、变压器初级及连接至漏极节点的漏极钳位元件也会通过变压器电容及其他寄生电容向大地注入电流。此电流经过相线和中线的导体反向回流至开关管的漏极驱动节点，因而为共模干扰电流。漏极电压波形产生的干扰电流以共模传导干扰电流的形式传递能量，能量的频谱范围集中在开关频率及图 5-30 中振荡电压波形所示的  $3 \sim 12\text{MHz}$  的谐振频率点（ $f_1$ ）处。

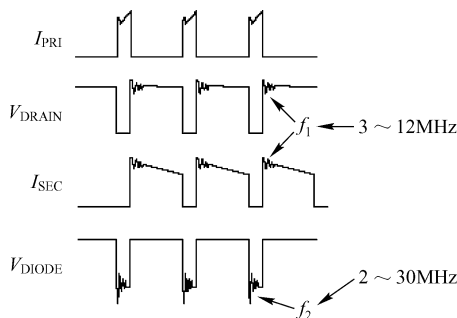


图 5-30 反激变换开关管和次级整流二极管波形

副边整流二极管电压  $V_{DIODE}$  的波形特征为快速的电压变化及快速的上升和下降时间。寄生电路因素（变压器漏感及二极管电容）会引起附加的峰值电压及频率在  $20 \sim 30\text{MHz}$  之间的振荡。二极管电压波形会产生寄生电流，通过变压器电容或寄生电容流向大地。二极管电压波形产生的寄生电流以共模传导干扰电流的形式传递能量，能量的频谱范围集中在开关频率及图 5-30 中振荡电压波形所示的  $20 \sim 30\text{MHz}$  的谐振频率点（ $f_2$ ）处。

反激电源原边开关管一关断就有次级电流  $I_{SEC}$  开始流动，次级电流波形如图 5-30 所示。电流从一个峰值开始以某个斜率线性下降，下降斜率由次级电感量和输出电压决定。该梯形（或三角形）电流波形在频域内表现为开关频率的基频频谱分量及方波所决定的谐波分量。叠加在波形上的多余振荡与前面讨论的漏极-源极电压波形  $V_{DRAIN}$  有关。如果 PCB 布局所决定的合成电流的路径所包围的面积较大，则会造成严重的磁场辐射。以共模干扰电流形式存在的能量，其频谱集中于开关频率及图 5-30 中振荡电流波形所示的  $3 \sim 12\text{MHz}$  的谐振频率点（ $f_1$ ）处。

### 5.8.1 EMI 电源滤波器网络及其插入损耗分析

二端口网络分析如下。端口的概念：在电网络中，如果任何时刻流入网络一个端子的电流等于流出另一个端子的电流，那么这样的两个端子就构成一个端口。如图5-31所示为二端口网络，若满足 $\begin{cases} i_1 = i_1' \\ i_2 = i_2' \end{cases}$ ，则端子1与1'、2与2'分别构成一个端口。只有两个端口的网络称为二端口网络，如图5-31所示为一个二端口网络，1-1'端口为输入端口，2-2'端口为输出端口。



图5-31 二端口网络

二端口网络的理论，在于研究其输入端口及输出端口中电流、电压的关系。联系这些电流、电压关系的方程式叫作二端口网络的传输方程。传输方程中电压或电流前的系数矩阵就构成了二端口网络的参数矩阵。

对于如图5-31所示的二端口网络，其传输方程为（一端口的电压、电流用另一端口的电压和电流来表示）

$$\begin{cases} U_1(s) = a_{11}U_2(s) + a_{12}[-I_2(s)] \\ I_1(s) = a_{21}U_2(s) + a_{22}[-I_2(s)] \end{cases} \quad (5-1)$$

或为

$$\begin{pmatrix} U_1(s) \\ I_1(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2(s) \\ -I_2(s) \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} U_2(s) \\ -I_2(s) \end{pmatrix} \quad (5-2)$$

式(5-2)中的 $\mathbf{A}$ 称为 $\mathbf{A}$ 参数矩阵，由式(5-1)可得 $\mathbf{A}$ 参数矩阵各元素的物理意义如下：

$$\begin{cases} a_{11} = \left. \frac{U_1(s)}{U_2(s)} \right|_{I_2(s)=0} \\ a_{12} = \left. \frac{U_1(s)}{-I_2(s)} \right|_{U_2(s)=0} \\ a_{21} = \left. \frac{I_1(s)}{U_2(s)} \right|_{I_2(s)=0} \\ a_{22} = \left. \frac{I_1(s)}{-I_2(s)} \right|_{U_2(s)=0} \end{cases} \quad (5-3)$$

$a_{11}$ 称为开路电压比， $a_{12}$ 称为短路转移阻抗， $a_{21}$ 称为开路转移导纳， $a_{22}$ 称为短路电流比。对一般的二端口网络来说， $a_{11}$ 、 $a_{12}$ 、 $a_{21}$ 、 $a_{22}$ 四个参数都是独立的，但对于互易网络，有 $a_{12} = a_{21}$ 。

如图5-32所示为二端口网络的级联。设 $\mathbf{A}_a$ 、 $\mathbf{A}_b$ 分别为级联的两个二端口网络的 $\mathbf{A}$ 参数矩阵，有

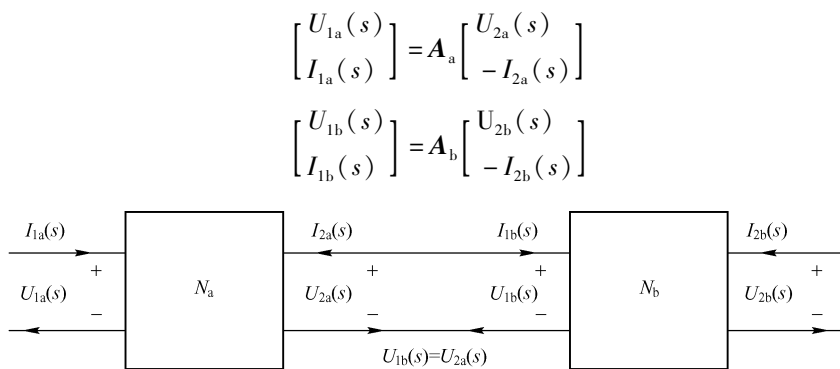


图 5-32 二端口网络的级联

由图 5-32 知, 将  $U_{2a}(s) = U_{1b}(s)$ ,  $I_{2a}(s) = -I_{1b}(s)$  带入上两式, 可得

$$\begin{bmatrix} U_{1a}(s) \\ I_{1a}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_a \mathbf{A}_b \begin{bmatrix} U_{2b}(s) \\ -I_{2b}(s) \end{bmatrix}$$

因此级联后所得的二端口网络的  $\mathbf{A}$  参数矩阵为

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_a \mathbf{A}_b$$

由此, 在进行网络分析时, 可将复杂的二端口网络分解为多个简单二端口网络的级联, 则总网络的端口电压、电流特性可用系统传输方程描述, 总网络的  $\mathbf{A}$  参数矩阵等于各个子网络的  $\mathbf{A}$  参数矩阵的乘积。这就是为什么要学习二端口网络的级联, 以及二端口网络级联的意义。

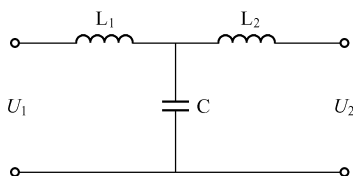


图 5-33 T 型滤波电路

下面以如图 5-33 所示的 T 型滤波电路为例, 说明  $\mathbf{A}$  参数的推导过程。

如图 5-33 所示, 令其输出端口开路, 即  $I_2 = 0$  时, 有

$$a_{11} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = \frac{\left( j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C} \right)}{\frac{1}{j\omega C}} = 1 - \omega^2 L_1 C$$

$$a_{21} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1}{\left( \frac{1}{j\omega C} \right) I_1} = j\omega C$$

令其输出端口短路, 即  $U_2 = 0$  时, 设 C 两端电压为  $V_C$  和  $L_2$  并联后与  $L_1$  的分压, 则有

$$I_1 = \frac{U_1}{j\omega L_1 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C}}$$

$$V_2 = \frac{L_2 U_1}{L_1 (1 - \omega^2 L_2 C) + L_2}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{j\omega L_2}$$

所以: 令其输出端口短路, 即  $U_2 = 0$  时, 设 C 两端电压为  $V_2$ , 则有

$$a_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{U_2=0} = j\omega(L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C)$$

$$a_{22} = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{U_2=0} = 1 - \omega^2 L_2 C$$

故电路的  $\mathbf{A}$  参数矩阵为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 L_1 C & j\omega(L_1 + L_2) - j\omega^3 L_1 L_2 C \\ j\omega C & 1 - \omega^2 L_2 C \end{bmatrix}$$

为什么要计算  $\mathbf{A}$  参数矩阵呢? 计算  $\mathbf{A}$  参数矩阵的目的是为了方便计算后面将要讲到的滤波器很重要的一个参数——插入损耗。

EMI 电源滤波器对干扰噪声的抑制能力用插入损耗 I. L (Insertion Loss) 来衡量。插入损耗定义为没有滤波器接入时, 从噪声源传输到负载的功率  $P_1$ , 与接入滤波器后, 从噪声源传输到负载的功率  $P_2$  之比, 用 dB (分贝) 表示, 滤波器接入前、后的电路如图 5-34 所示。

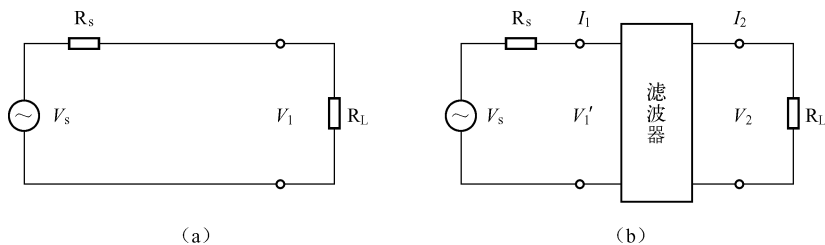


图 5-34 滤波器接入前、后的电路

由定义有

$$\text{I. L} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}$$

$$\text{I. L} = 10 \lg \frac{V_1^2 / R_L}{V_2^2 / R_L} = 20 \lg \frac{V_1}{V_2} \quad (5-4)$$

由图 5-34 (a) 可得

$$V_1 = \frac{V_s}{R_s + R_L} R_L$$

由图 5-34 (b) 可得

$$V_1' = a_{11} V_2 - a_{12} I_2$$

$$I_1 = a_{21} V_2 - a_{22} I_2$$

又

$$V_1' = V_s - I_1 R_s$$

$$V_2 = -I_2 R_L$$

由以上各式, 联立解得  $V_2$ :

$$V_2 = \frac{V_s}{a_{11} + a_{12} / R_L + a_{21} R_s + a_{22} R_s / R_L}$$

将  $V_1$ 、 $V_2$  分别代入式 (5-4), 可得插入损耗为

$$I. L = 10 \lg \frac{V_1^2/R_L}{V_2^2/R_L} = 20 \lg \frac{V_1}{V_2} = 20 \lg \frac{a_{11}R_L + a_{12} + a_{21}R_sR_L + a_{22}R_s}{R_s + R_L} \text{ (dB)} \quad (5-5)$$

由上式可知, EMI 电源滤波器的插入损耗与滤波器网络的网络参量 ( $A$  参数矩阵)、源端阻抗 ( $R_s$ ) 以及负载端阻抗 ( $R_L$ ) 有关。从上式也可以看出如果我们事先求出滤波器的  $A$  参数矩阵, 那么我们可以直接使用  $A$  参数矩阵进行插入损耗的计算, 这也是分析  $A$  参数矩阵的意义。

可见, 对于简单的二端口网络, 我们可以直接求出其  $A$  参数矩阵, 而对于复杂的二端口网络, 我们可以将其分解成若干个简单的二端口网络的级联, 分别求出各个二端口网络的  $A$  参数矩阵, 然后将所有的  $A$  参数矩阵相乘, 即得整个复杂滤波器的  $A$  参数矩阵, 知道了滤波器的  $A$  参数矩阵, 代入等式 (5-5) 就可以很容易地求出滤波器的插入损耗。

插入损耗不仅是电抗元件的函数, 也是频率和阻抗的函数。当滤波器的源和负载阻抗变化时, 插入损耗变化。因此滤波器的插入损耗计算时要使用在给定阻抗范围内的最小或最大源 (负载) 阻抗。

插入损耗越大, 滤波器对噪声干扰信号的衰减越强。

### 5.8.2 滤波器的反射系数

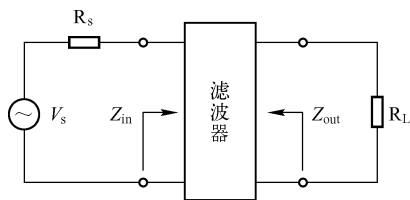


图 5-35 EMI 电源滤波器的工作原理框图

图 5-35 为 EMI 电源滤波器的工作原理框图。当滤波器的输出阻抗  $Z_{out}$  与负载端阻抗  $R_L$  相等时, 两者匹配, 此时负载端无反射。当  $Z_{out} \neq R_L$  时, 电路失配, 则负载端会产生反射, 定义反射系数  $\Gamma$  为:

$$\Gamma = \left| \frac{Z_{out} - R_L}{Z_{out} + R_L} \right| \quad (5-6)$$

对于图 5-35, 用  $\Gamma_1$  表示源端对滤波网络的反射

系数  $\Gamma_1 = \left| \frac{Z_{in} - R_s}{Z_{in} + R_s} \right|$ ,  $\Gamma_2$  表示负载端对滤波网络的反射系数  $\Gamma_2 = \left| \frac{Z_{out} - R_L}{Z_{out} + R_L} \right|$ , 讨论以下三种情况:

(1) 对直流电源和频率为 50Hz 或 400Hz 的交流电源而言, 要求滤波网络无损耗传送。此时:  $\Gamma_1 = 0$ ,  $\Gamma_2 = 0$ ,  $R_s = Z_{in}$ ,  $R_L = Z_{out}$ 。

(2) 为了滤出电网传来的高频 EMI 信号, 要求:  $R_s = Z_{in}$ ,  $\Gamma_1 = 0$ , 电网上的干扰全部传入滤波网络, 同时  $R_L$  与  $Z_{out}$  差别很大,  $\Gamma_2 = 1$ , 滤波网络吸收全部干扰 (负载端全反射), 电网的干扰不会传向负载端。

(3) 为了抑制电源内产生的高频 EMI 信号, 要求:  $R_L = Z_{out}$ ,  $\Gamma_2 = 0$ , 电子设备上的干扰全部传入滤波网络, 同时  $R_s$  与  $Z_{in}$  差别很大,  $\Gamma_1 = 1$ , 滤波网络吸收全部干扰 (源端全反射), 负载端的干扰不会传向电网。

从上面的分析可以看出, 反射系数越大, EMI 滤波器对噪声干扰信号的吸收能力越强, 反射系数越小, 则 EMI 滤波器相对噪声干扰信号来讲越接近无损耗传送, 因此, 在 EMI 滤波器的设计中希望对 50Hz, 60Hz 的市电频率反射系数小, 而对高频噪声信号, 则希望 EMI 滤波器对源 (电网) 以及对负载 (电源设备) 的反射系数大, 这样能确保所有的干扰信号被滤波器吸收而不被传递, 这是分析滤波器吸收性能的重要意义。EMI 滤波器对源和负载高

频噪声的反射系数大,也就是说要求 EMI 滤波器的高频阻抗要和源、负载的高频阻抗差异大,阻抗失配大。在实际工程中,由于源端和负载端的阻抗值随时间、场合及频率等大范围变化,难以找到一个滤波网络,同时满足上述三个要求。电源滤波器的反射损耗加上电源滤波器固有的插入损耗,就可以实现对 EMI 信号更加有效的抑制。

在实际设计和选择使用 EMI 滤波器时,要注意滤波器阻抗的正确连接,以造成尽可能大的反射,使滤波器在很宽的频率范围内造成较大的阻抗失配,从而得到更好的电磁干扰抑制性能。

在高频条件下进行插入损耗和反射系数分析时,必须按照滤波器件电感、电容的高频分布参数模型考虑各器件高频分布参数的影响。电感、电容的高频分布参数模型参见本书第3章。因此,在计算滤波器的高频插入损耗时,应将低频条件下的电感和电容元件的阻抗用元件在高频条件下的等效阻抗代替,进而计算出滤波器的插入损耗和反射系数。

常用的低通滤波器是用电感和电容组合而成的,电容并联在要滤波的信号线与信号地线之间(滤除差模干扰电流)或信号线与机壳地或大地之间(滤除共模干扰电流)。电感串联在要滤波的信号线上。

按照电路结构分,常用的低通滤波器有:单电容型(C型),单电感型(L型), $\Gamma$ 型和反 $\Gamma$ 型,T型, $\pi$ 型,如图5-36所示。不同结构的滤波电路主要有两点不同:

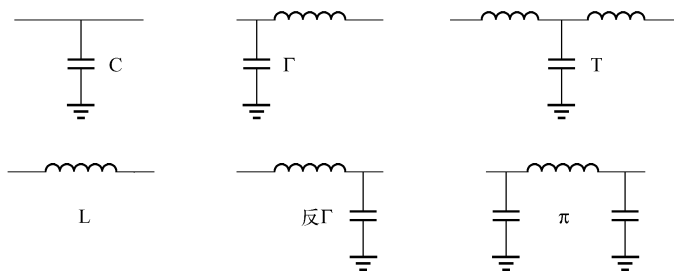


图 5-36 常见低通滤波器

(1) 电路中的滤波器件越多,则滤波器阻带的衰减越大,滤波器通带与阻带之间的过渡带越短。

(2) 不同结构的滤波电路适合于不同的源阻抗和负载阻抗,详见表5-2。

滤波器阻抗元件个数与过渡带斜率的关系:低通滤波器的阶数(元件数)越高,其过渡带越短。当严格按照滤波器设计方法设计滤波电路时,如图5-37所示,每增加一个器件,过渡带的斜率增加20dB/十倍频程或6dB/倍频程。因此,若滤波器由 $N$ 个器件构成,则过渡带的斜率为 $20NdB/十倍频程$ 或 $6NdB/倍频程$ 。

两种情况下要求过渡带较短。一种情况是:干扰信号的频率与工作信号频率靠得较近时,例如,有用信号的频率为10~50MHz,干扰信号的频率为100MHz,需要将干扰抑制20dB(这是较低的要求),则要求滤波器的阶数至少为4阶(100MHz相对50MHz为一倍频程, $4 \times 6dB/倍频程 = 24dB$ ,满足降低20dB的要求)。另一种情况是:干扰的强度较强,需要抑制量较大,例如,有用信号的频率为10MHz以下,干扰信号的频率为100MHz,需要将干扰抑制60dB,则要求滤波器的阶数至少为3阶(100MHz相对10MHz为10倍频程, $3 \times 20dB/十倍频程 = 60dB$ ,满足抑制60dB的要求)。考虑到器件的误差,有时过渡带的陡度不

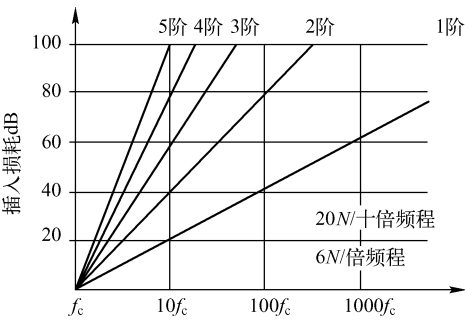


图 5-37 插入损耗与滤波器的阶数

能达到理论值，因此要留有一定的裕量。

增加滤波器的器件数仅增加了过渡带的斜率，而不能改变滤波器的截止频率。滤波器的截止频率与滤波器件的参数有关。例如，要增加滤波器对较低频率干扰的衰减，只能通过增加电感的电感量或电容的电容量。滤波器阶数和滤波器截止频率对干扰信号衰减的影响关系：滤波器的截止频率意味着滤波器能对什么频率的干扰信号实现衰减，而滤波器的阶数（器件数）则决定滤波器对干扰信号衰减的程度。

根据阻抗选用滤波电路，如表 5-2 所示。规律为：电容对高阻，电感对低阻。

表 5-2 根据负载/源阻抗特性选用滤波器

源 阻 抗	电 路 结 构	负 载 阻 抗
高	C、 $\pi$ 、多级 $\pi$	高
高	$\Gamma$ 、多级 $\Gamma$	低
低	反 $\Gamma$ 、多级反 $\Gamma$	高
低	L、多级 L	低

5.8.3 EMI 滤波器元件

1. 电容

正确地选择 EMI 滤波器中的电容需要注意三个关键参数：阻抗特性、额定电压及安全要求。

如图 5-38 所示为理想电容器和实际电容器所表现出的阻抗特性。理想电容器的阻抗特性随频率的增加线性下降。实际电容由于有寄生电感和电阻的存在，其阻抗特性的表现与理想电容相比有很大的差异。

如图 5-38 所示，实际电容器当角频率为  $1/2\pi \sqrt{LC}$  时，会发生串联谐振，这时电容的阻抗最小，旁路效果最好。超过谐振点后，电容器的阻抗特性呈现电感阻抗的特性——随频率的升高而增加，旁路效果开始变差。这时，作为旁路器件使用的电容器就开始失去旁路作用。电磁兼容设计中使用的电容要求谐振频率尽量高，这样才能够在较宽的频率范围（10kHz ~ 1GHz）内表现为容性，起到有效的滤波作用。提高谐振频率的方法有两个：一个是尽量缩短引线的长度，另一个是选用电感较小的种类，以上两种方法的目的都是为了减少



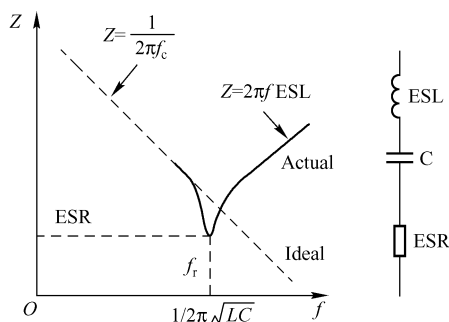


图 5-38 理想电容器阻抗和实际电容器阻抗的比较

电容的电感成分，从而提高谐振频率点。从这个角度考虑，陶瓷电容是最理想的一种电容。通常，聚酯薄膜电容、聚酯薄膜与纸介质合成的电容以及陶瓷介质电容的自谐振频率点最高，常用于 EMI 滤波器中。自谐振频率点高，也就意味着电容能够在较宽频率范围内保持电容的容抗特性。

一个常见的错误：当电容滤波网络不能有效地抑制干扰时，设计人员就会用更大的电容来试，同时，为了方便，电容的引线保留得很长。导致电容在更低频率就失效（谐振频率降低），结果对高频干扰的滤波效果更差。当然，在相同电感的情况下，选用加大容量的电容，也是为了提高电容的谐振频率点，从而在更宽的频率范围内表现为容性。

巧用谐振点：从图 5-38 中可以看出，在谐振点以下及附近，实际电容的阻抗比理想电容的要低，因此当干扰的范围较窄时，可以利用这个特性，通过调整电容器的电容量和引线长度来使谐振频率正好落在干扰频率上以（附近）提高滤波效果。

常用的陶瓷电容有 COG、X7R 和 Y5V 三种。陶瓷电容的容量随着工作电压、电流频率、时间和环境温度等变化，电容器使用的介质介电常数越高，这些参数就越不稳定。另外，介电常数高的电容器容易发生击穿，在需要做浪涌试验的场合，一定要注意。之所以使用介电常数高的介质，是为了在较小的体积内获得较大的容量。温度对三种陶瓷电容容量的影响如图 5-39 所示。电压对陶瓷电容容量的影响如图 5-40 所示。从图中可以看出，COG 电容温度、电压稳定性最好，X7R 其次，Y5V 最差，不过价格则相反，COG 最贵，Y5V 最便宜。

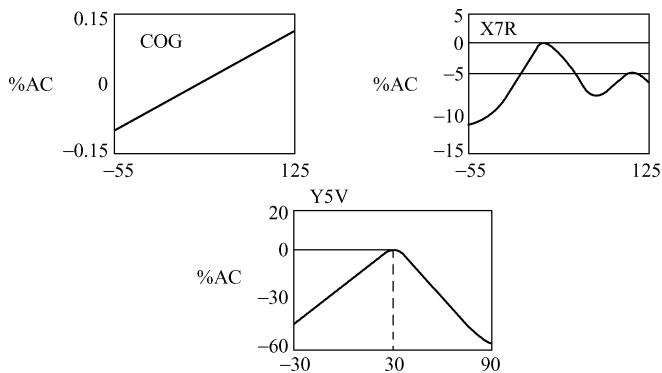


图 5-39 温度对三种陶瓷电容容量的影响

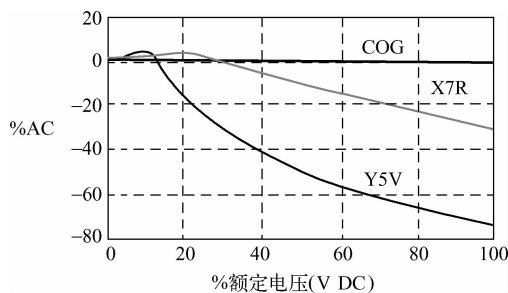


图 5-40 电压对陶瓷电容容量的影响

电磁兼容设计所面对的往往是宽带干扰信号，频率范围从几 kHz 到几 GHz。要滤除这么宽频带的干扰，从前面的讨论知道，普通电容器很难解决这个问题。在实践中，常用大、小电容并联的方法在较宽的频率范围内获得较好的干扰抑制效果。如图 5-41 所示，将一个大电容和一个小电容并联起来使用，大电容抑制低频干扰、小电容抑制高频干扰，甚至可以用大、中、小三种电容并联起来使用。

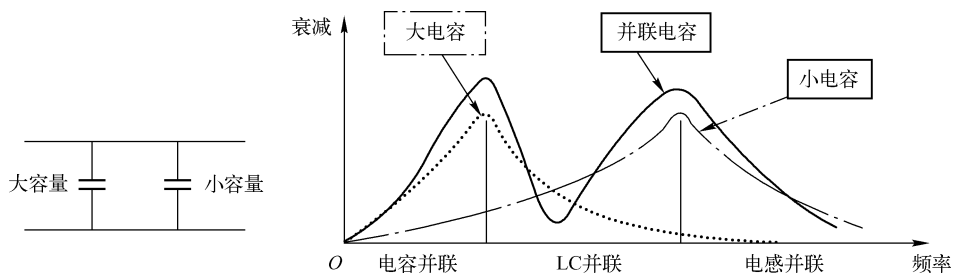


图 5-41 大、小电容并联使用的特性

不过，将大容量电容和小容量电容并联起来的方法，会在某个频率上出现旁路效果很差的现象。这是因为在大电容的谐振频率和小电容的谐振频率之间，大电容呈现电感特性（阻抗随频率升高增加），小电容呈现电容特性，实际是一个 LC 并联网络，这个 LC 并联网络会在某个频率上发生并联谐振，导致其阻抗为无限大，这时电容并联网络实际已经失去旁路作用。如果刚好在这个频率上有较强的干扰，就会出现干扰问题。若将大、中、小三种容值的电容并联起来使用，会有更多的谐振点，亦即滤波器会在更多的频率上失效。这是实际电容并联使用时，在高频部分需要注意的地方。

三端电容器与普通电容不同的是，三端电容的一个电极上有两根引线，如图 5-42 所示，使用时，这两个引线串联在需要滤波的导线中。这样，导线电感与电容刚好构成了一个 T 型滤波器，并且消除了一个电极上的串联电感（注意电极上的串联电感是有害的，而 T 型滤波器的电感则对滤波有好处）。因此，三端电容比普通电容具有更高的谐振频率和滤波效果。

可以在三端电容两个相连的引线上套两个铁氧体磁珠，进一步提高 T 型滤波器的效果。这就是常说的片状滤波器。

三端电容器虽然比普通电容器在滤波效果上有所改善，但是还有两个因素制约着其高频效果，一个是两根引线间的寄生电容耦合，另一个是接地线的电感。因此，三端电容的滤波

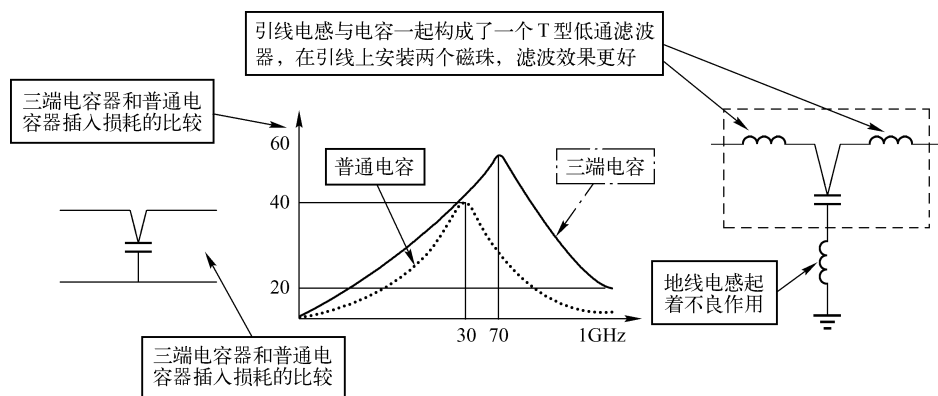


图 5-42 三端电容器的结构和原理

效果一般在 300MHz 以下。

另外，三端电容只能安装在线路板上，不可避免地会发生高频泄漏问题。要滤出更高频的干扰，则需要用穿心电容。穿心电容实质上是一种三端电容，一个电极与芯线相连，另一个电极与外壳相连。使用时，一个电极通过焊接或螺装的方式直接安装在金属面板上，需要滤波的信号线连接在芯线的两端。穿心电容的滤波范围可以达到数 GHz 以上。

X 和 Y 电容都是安全电容，这两类电容都必须满足欧洲标准 EN132400 中关于安全的要求。区别是 X 电容接在输入线两端用来消除差模干扰，Y 电容接在输入线和地线之间，用来消除共模干扰。采用塑封的方形高压 CBB 电容是 X 电容（金属薄膜电容器），CBB 电容不但有更好的电气性能，而且与电源的输入端并联可以有效地减小高频脉冲对开关电源的影响。Y 电容是有高压瓷片的。Y 电容连接在相线与地线之间。为了不超过相关安全标准限定的地线允许泄漏值，这些电容的值在几个 nF 以下，比如常见的 471 等。一般地，Y 电容应连接到噪声干扰较大的导线上，开关电源常用的 Y 电容分为 Y1 电容和 Y2 电容，Y1 属于双绝缘 Y 电容，用于跨接一二次侧。Y2 则属于基本单绝缘 Y 电容，用于跨接一次侧对保护大地，即 FG（Float Ground）线。

根据 X 电容可承受的脉冲电压等级，可分为三种，如表 5-3 所示。

表 5-3 X 电容的分类

分 类	可承受的 峰值脉冲电压	IEC - 664 绝缘等级	应 用	耐久测试前可承受的 峰值脉冲电压 $V_p$
X1	$> 2.5\text{kV}$ $\leq 4.0\text{kV}$	Ⅲ	高脉冲应用	$C \leq 1.0\mu\text{F}$ $U_p = 4\text{kV}$
X2	$> 2.5\text{kV}$	Ⅱ	一般用途	$C \leq 1.0\mu\text{F}$ $U_p = 2.5\text{kV}$
X3	$\leq 1.2\text{kV}$	—	一般用途	None

从表中可以看出，X1 电压的耐压等级最高，X2 电容其次，X3 电容的耐压等级最低；相应地，从成本的角度来讲，X1 电容最贵，X2 电容其次，X3 电容最便宜。

Y 电容用在电容失效时可能造成某些人有电击危险的场合。Y 电容通常从交流电网或桥式整流输出端连接至 SELV 次级、底盘、屏蔽构件或者大地。由于不同应用都对最大允

许漏电流有所要求（根据交流电网的连接方式，漏电流范围从 0.25mA 至 3.5mA），因此必须对 Y 电容的最大数值加以限制。EN132400 标准中对 Y 电容划分为四个等级，如表 5-4 所示。

表 5-4 Y 电容的分类

分 类	绝缘类型	额定电压 (V AC)	用于 QA、周期性及批次 测试的测试电压	耐久测试前可承受的 峰值脉冲电压 $V_p$
Y1	双层绝缘或加强绝缘	$\leq 250V$	4000V AC	8.0kV
Y2	基本绝缘或附加绝缘	$\geq 150V$ $\leq 250V$	1500V AC	5.0kV
Y3	基本绝缘或附加绝缘	$\geq 150V$ $\leq 250V$	1500V AC	None
Y4	基本绝缘或附加绝缘	$< 250V$	900V AC	2.5kV

在两线 230V AC 输入或宽电压输入的应用中，交流电网或桥式整流输出端与 SELV 次级之间可以直接使用一个 Y1 安规电容。一个 Y1 电容同时可以满足抗电强度的要求（电源连接于 230V AC 电网时，通常施加 3000V AC 电压，时间为一分钟）。

Y2 电容不满足加强绝缘的要求。在进行单一元件失效安全分析时，Y2 电容可以先用跳线来替代，再检查是否存在电击或火灾的危险。在多数的两线输入应用中，通常在初级和 SELV 输出之间使用两个 2200pF 的 Y2 电容串联，这样当其中一个 Y2 电容出现短路失效时不会造成安全方面的危险。

为了满足抗电强度的要求（电源连接于 230 VAC 电网时，通常施加 3000 V AC 电压，时间为一分钟），采用两个 Y2 电容串联也是必要的。在三线输入的应用中，Y2 电容可以直接连接在交流电网或桥式整流输出与大地之间。因为大地的接地线在 Y2 电容短路时，可以对故障电流进行安全地分流。

Y 电容用于完成从 10MHz 至 200MHz 频段的大部分的高频滤波。注意，通常 Y 电容的谐振频率为 40MHz 或更高，除非人为地使用较长的引线或较长的 PCB 走线进行降低。长引线及长 PCB 走线会引起干扰电流，尽管可以满足传导干扰要求，但同时会从供电电缆辐射出足够高的能量，从而造成辐射干扰要求超标。所有 Y 电容的连接使用短引线及尽量短的 PCB 走线，无论对传导干扰还是辐射干扰都是非常重要的。

在 115 V AC 输入的应用中，两个串联的 Y2 或 Y4 安规电容可以直接连在交流电网或桥式整流与 SELV 次级之间。通常不会使用 Y3 安规电容。

当安全接地连接开路或者某个元件失效（比如 Y1 电容，因其结构原因，在失效元件测试时不包括在内）时，安全规范，比如 UL1950、UL544 及 IEC950，都对总的故障电流大小进行了限定。例如，UL1950 规定，Ⅰ类信息技术设备或三线（相线、中线及地线）、240 V AC、60Hz 的输入，当地线开路或某个元件失效短路时其漏电流不得高于 3.5mA。因此，Y 电容的最大容量被限制在 0.039μF（或 39nF）之下。对于Ⅱ类设备或两线（相线、中线，没有地线）输入，当某个元件失效时其漏电流不得高于 250μA，因而对应 240 V AC、60Hz 的输入，Y 电容的最大值被限制在低于 0.0028μF（2.8nF 或 2800pF）。如图 5-43 所示为用于漏电流测试的典型装置。

## 2. EMI 电感或扼流圈

正确地选择 EMI 滤波器中的电感需要注意三个关键参数：等效阻抗特性、电流额定值及浪涌电流能力。图 5-44 所示为理想及实际电感所表现出来的阻抗特性。理想电感的阻抗特性随频率的增加而线性增大。实际的电感有寄生的串联电阻  $R_S$  和并联的匝间电容 ( $C_W$ ) 存在。如图 5-44 所示,  $C_W$  产生了一个谐振频率点。超过该谐振频率点 ( $f_r$ ) 时, 电感实际上表现为一个电容。

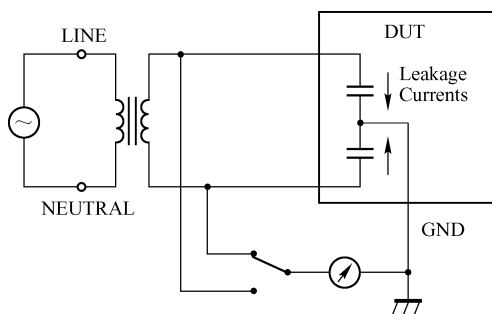


图 5-43 典型的漏电流测试装置

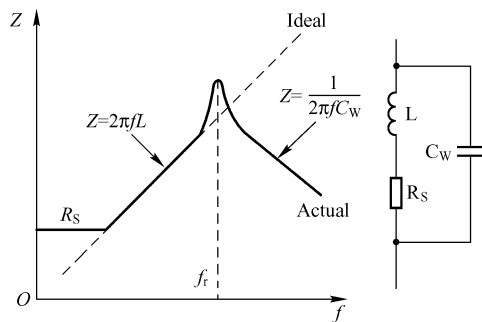


图 5-44 理想电感阻抗特性和实际电感阻抗特性

要拓宽电感的工作频率范围，最关键的是减小寄生电容。电感的寄生电容来自两个方面：匝间电容和导线与磁芯间电容。磁芯的导电性越好，则寄生电容越大。

铁粉芯作磁芯时，由于它不导电，不仅寄生电容很小，而且当将绕线方式改为松散绕制时，电容下降了将近 20%。而用锰锌铁氧体作磁芯时，由于这种材料导电率较高，不仅电容量较大，而且与绕线方式关系不大。

只有当磁芯是非导体时，电感的寄生电容才与线圈的绕制方法关系密切。如果磁芯是导体，首先要设法减小导线与磁芯之间的电容。这可以通过使用介电常数低的材料增加导线与磁芯之间的距离来实现。

减小寄生电容的方法如下。

- (1) 空间允许时，尽量使线圈为单层，并使输入、输出远离。
- (2) 线圈的匝数较多，必须多层绕制时，要向一个方向绕，边绕边重叠，不要绕完一层后，再往回绕。
- (3) 在一个磁芯上将线圈分段绕制，这样每段的电容较小，并且总的寄生电容是每段上的寄生电容的串联，总容量比每段的寄生容量小。
- (4) 对于要求较高的滤波器，可以将一个大电感分解成一个较大的电感和若干电感量不同的小电感，将这些电感串联起来，可以使电感的带宽扩展。但这付出的代价是体积和成本。另外要注意与电容并联同样的问题，即引入了额外的串联谐振点。谐振点上电感的阻抗很小。

电源都具有桥式整流输入滤波器，如果没有 PFC 线路，它吸取的工频电流具有很高的峰值但宽度相当窄。通常分立扼流圈对峰值电流的影响最小，但必须保证其通过峰值电流时不会出现严重的饱和（饱和会降低等效的电感量）。另外，当输入电容  $C_{IN}$  完全放电后，交流供电再次重新上电时会产生较高的浪涌冲击电流。因此，分立扼流圈的额定电流值必须能

够保证安全地流过此浪涌峰值电流。

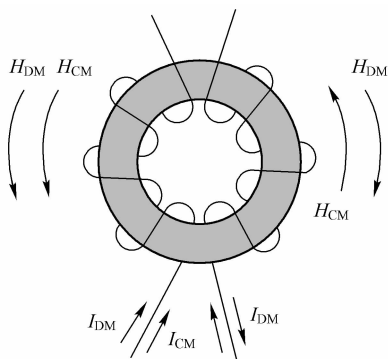


图 5-45 共模电感的差模磁场与共模磁场

### 3. 共模电感

共模扼流圈就是特别为共模 EMI 滤波器而设计的专用电感。共模扼流圈由两个相同的绕组构成，如图 5-45 所示为环形磁芯的共模电感，两个绕组的“起始”端从磁芯的同一侧进入磁芯，而两个绕组的“结束”端从磁芯另外一侧出来。根据右手定则，两个绕组中差模电流产生的磁场  $H_{DM}$  是相互抵消的，理论上讲共模电感表现的差模电感应该为零，因此差模电流可以无阻碍地通过。而对于共模电流，由于共模电流同进、同出，大小、相位都相同，同样根据右手

定则，两个共模电流产生的磁场  $H_{CM}$  相互叠加，共模扼流圈表现为很大的共模电感，这对共模电流来讲，表现为很大的阻抗，从而阻止共模信号的传输，达到滤出共模干扰的作用。

图 5-46 所示为采用“U 型”磁芯的共模扼流圈。绕组在一个常规骨架上绕制，两个 U 型磁芯插进骨架当中并用夹子固定。这种骨架类型的共模扼流圈具有一个很重要的好处，就是由于寄生漏感的存在，使得共模扼流圈具有一个“固有的差模扼流圈”。对于小功率来讲，这样就不需要增加额外的分立差模扼流圈。

图 5-47 为共模扼流圈的等效示意图。它由一个共模电感量与一个等效差模的漏感串联组成。与很多其他磁性元件不同，共模扼流圈中的漏感是人们希望得到的寄生效果，它可以兼顾差模滤波，却又不会增加额外元件的成本。共模扼流圈的模型就是一个共模电感量与一个差模电感量的串联。共模电感量测量时，将一个绕组开路，测量另一个绕组的电感量即为该共模扼流圈的共模电感量。每个绕组的差模电感量等于另外一个绕组短路时测得的该绕组电感量的一半。

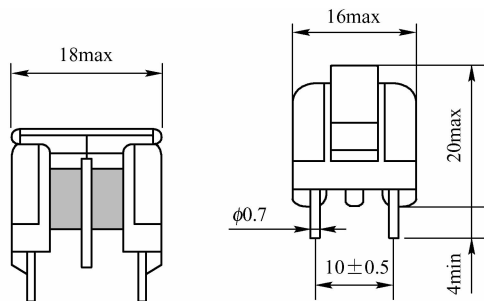


图 5-46 “U 型”磁芯的共模扼流圈

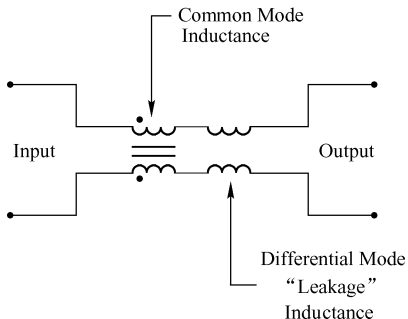


图 5-47 “U 型”共模扼流圈的等效示意图

环形共模扼流圈的差模阻抗大大低于 U 型及线轴式共模扼流圈的差模阻抗。使用环形共模扼流圈时，通常需要额外的差模扼流圈。

寄生差模电感的危害：会导致电感磁芯饱和，而且从磁芯中泄漏出来的差模磁场会形成新的辐射干扰源。

共模扼流圈差模电感的测量方法：将共模扼流圈一端的两根导线短接，在另一端上测量线圈的电感。

共模扼流圈还必须能够承受如前所述的电源首次上电时出现的浪涌电流，同时在流过稳态 RMS 输入电流时还要能够正常工作。

#### 4. 干扰抑制用铁氧体

导线穿过铁氧体磁芯构成的电感的阻抗虽然在形式上是随着频率的升高而增加，但是在不同频率上，其机理完全不同。

低频：阻抗由电感的感抗构成。在低频，磁芯的磁导率较高，因此电感量较大。并且这时磁芯的损耗较小，整个器件是一个低损耗、高  $Q$  特性的电感，这种电感容易造成谐振。因此在低频，有时会有干扰增强的现象。

高频：阻抗由电阻成分构成。随着频率升高，磁芯的磁导率降低，导致电感的电感量减小，感抗成分减小。但是，这时磁芯的损耗增加，电阻成分增加，导致总的阻抗增加。当高频信号通过铁氧体时，电磁能量以热的形式耗散掉。

导线穿过铁氧体时的等效电路：等效电路在低频和高频时是不同的。低频时是一个电感，高频时是随频率变化的电阻。电感与电阻有着本质的区别。电感本身并不消耗能量，而仅能储存能量，因此，电感会与电路中的电容构成谐振电路，使某些频率上的干扰增强。电阻是要消耗能量的，从实质上减小干扰。

电流的影响：当穿过铁氧体的导线中流过电流时，会在铁氧体磁芯中产生磁场，当磁场的强度超过一定值时，磁芯发生饱和，磁导率急剧降低，电感量减小。因此，当滤波器中流过较大的电流时，滤波器的低频插入损耗会发生变化。高频时，磁芯的磁导率已经较低，并且高频时主要靠磁芯的损耗特性工作，因此，电流对滤波器的高频特性影响不大。

根据要抑制干扰的频率不同，选择不同磁导率的铁氧体材料。铁氧体材料的磁导率越高，低频的阻抗越大，高频的阻抗越小。另外，一般磁导率高的铁氧体材料介电常数较高，当导体穿过时，形成的寄生电容较大，这也降低了高频的阻抗。

铁氧体磁环的尺寸确定：磁环的内外径差越大，轴向越长，阻抗越大。但内径一定要包紧导线。因此，要获得大的衰减，尽量使用体积较大的磁环。

共模扼流圈的匝数：增加穿过磁环的匝数可以增加低频的阻抗，但是由于寄生电容增加，高频的阻抗会减小。盲目增加匝数来增加衰减量是一个常见的错误。当需要抑制的干扰频带较宽时，可在两个磁环上绕不同的匝数。

电缆上铁氧体磁环的个数：增加电缆上的铁氧体磁环的个数，可以增加低频的阻抗，但高频的阻抗会减小。这是因为寄生电容增加的缘故。

铁氧体磁环的安装位置：一般尽量靠近干扰源。对于屏蔽机箱上的电缆，磁环要尽量靠近机箱的电缆进出口。

与电容式滤波连接器一起使用效果更好：由于铁氧体磁环的效果取决于原来共模环路的阻抗，原来回路的阻抗越低，则磁环的效果越明显。因此当原来的电缆两端安装了电容式滤波连接器时，其阻抗很低，磁环的效果更明显。

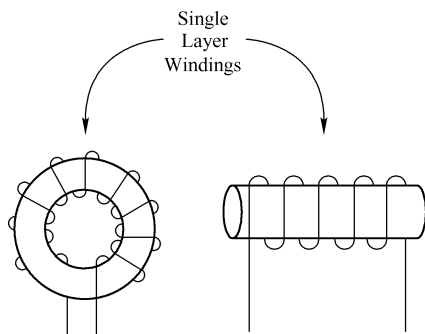


图 5-48 单层绕组差模电感

## 5. 差模电感

差模电感实际上就是用于 EMI 滤波器的分立电感，通过的电流为工频或直流电流，同时对高频传导干扰电流进行阻断或滤波。差模电感磁芯或者是铁粉芯或者是铁氧体材料。单层绕组扼流圈的电容最小，如图 5-48 所示，谐振频率最高。

差模扼流圈的设计和选择要保证在峰值交流输入电流流经时不会出现饱和，因此电感量不能太大。

电感磁芯的选用如下。

**铁粉磁芯：**由外表带氧化层的铁粉制成，由于铁粉相互隔开，形成了大量分布的间隙，因此不易饱和。但为此付出的代价是磁导率低。一般用作差模电感。这时磁芯不饱和是关键因素，而由于磁导率较低，需要较多的匝数才能获得需要的电感量，这就导致寄生电容大，对于频率较低的差模干扰并不是主要问题。

**铁氧体：**最常用的一种磁芯。锰锌材料的磁导率较高，电阻较小，镍锌材料的磁导率较低，电阻较大。

**超微晶：**以铁为主要成分的合金粉末，粉末的尺寸在 10nm（相当于一般磁性材料粉末的 1/1000）左右，具有很高的磁导率。价格较高，用在需要很大电感量的场合。

### 5.8.4 差模/共模滤波器的分析

典型的 EMI 滤波器线路如图 5-49 所示。

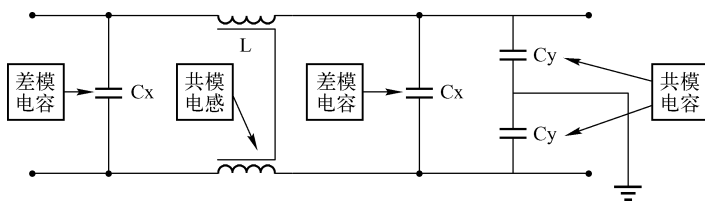


图 5-49 典型 EMI 滤波器线路

#### 1. 差模滤波器分析

差模传导干扰是由电源和交流电网输入之间流动的电流引起的。因此，通过相线流入电源的差模电流，会通过中线从电源流出。

大部分的差模传导干扰是由三角形或梯形的开关脉冲电流波形的基频和谐波成分引起的。EMI 测试时，差模电流在相线 LISN 检测电阻  $R_{SL}$  和中线 LISN 检测电阻  $R_{SN}$  两端产生的测试电压，在幅值上相等而在相位上相反。

进行差模分析时实际的电路可以用如图 5-50 所示的差模滤波等效模型来替代。电流源  $I_{PRI}$  用于模拟初级电流。储能电容（大电解电容） $C_L$  在 100kHz 至 1MHz 频段的有效阻抗可以用等效串联电阻或 ESR 来模拟。假定整流桥处于有电流导通的状态，因而可以用短路来表



示。交流供电的阻抗可以用 LISN 网络的两个  $50\Omega$  检测电阻  $R_{SL}$  和  $R_{SN}$  的串联来等效。

差模电容  $C_D$  和两个相同的差模扼流圈  $L_D$  组成的差模滤波器进行差模滤波。在低于约 1MHz 的频段该模型都是正确有效的。

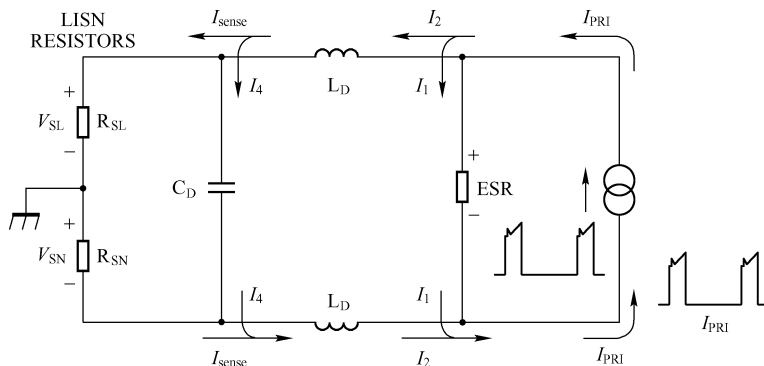


图 5-50 差模滤波等效模型

必须对初级电流开关频率基频分量及谐波分量  $I_{PRI}(n)$  进行估计、测量及用仿真的方法进行推理。注意，谐波分量测量得到的值为 RMS 值，而计算或仿真得到的为峰值，必须转换成 RMS 值。典型的初级电流的傅里叶频谱曲线谐波包络如图 5-51 所示，为频率的函数。

在开关频率  $f_s$  的基频及谐波频率点处，输入大电容  $C_{IN}$  的等效串联电阻（ESR）与差模扼流圈  $L_D$  支路（如图 5-52 所示）相比其阻抗较低。初级电流  $I_{PRI}$  几乎完全流经大的储能电容  $C_{IN}$ ，产生一个等效梯形（或三角形）的差模电压源，其电压高低与 ESR 成比例，这就是为什么说输入大电容的串联电阻 ESR 是造成差模干扰的主要原因。差模扼流圈及差模电容构成一个简单的低通滤波器，将等效电压源衰减至满足设计要求的水平。

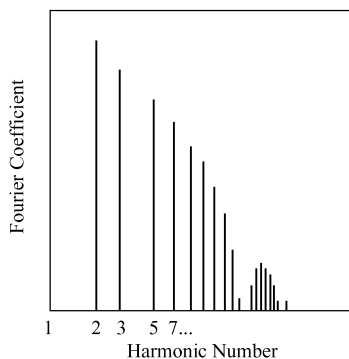


图 5-51 典型的初级电流的傅里叶频谱曲线谐波包络

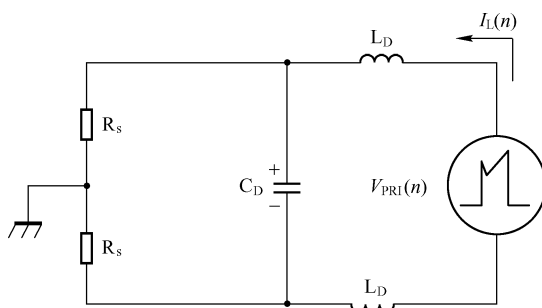


图 5-52 差模电路的简化模型

如图 5-52 所示为最终简化模型，其中对应  $n$  次谐波电流（以峰值给出）的 RMS 电压源电压为：

$$V_{PRI}(n) = ESR \times I_{PRI}(n) \times \frac{1}{\sqrt{2}}$$

以  $\text{dB}\mu\text{V}$  为单位的等效电压源的幅值与希望满足的传导干扰要求之差确定了需要衰减的

程度。电压传递函数  $H(s)$  由  $L_D$ 、 $C_D$  和  $R_s$  表示。根据图 5-49 可以求出传递函数  $H(s)$ ：

$$H(s) = \frac{V_{SN}(s)}{V_{PRI}(s)} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{(2 \cdot L_D \cdot C_D \cdot s^2) + \left(\frac{L_D}{R_s} \cdot s\right) + 1} \approx \frac{1}{2} \times \frac{1}{(2 \cdot L_D \cdot C_D \cdot s^2) + \left(\frac{L_D}{R_s} \cdot s\right)}$$

$$V_{SN}(s) = V_{PRI}(s) \cdot \frac{1}{2} \times \frac{1}{(2 \cdot L_D \cdot C_D \cdot s^2) + \left(\frac{L_D}{R_s} \cdot s\right)} \quad (5-6)$$

对于 EMI 滤波器设计，只考虑最重要的频率分量的幅值，因此使用整数  $n$  的谐波次数（而不是使用复杂的变量  $s$ ），即可简化幅值表达式。开始滤波器设计时，要确定一个目标检测电压  $V_{SNdB\mu V}(n)$ ，使其在相应的  $n$  次谐波频率点处低于规范的限定值。进行 FCC 测试时，规范规定的起始频率为 450kHz，对于 100kHz 的开关频率来讲，包括开关频率的五次谐波（ $n=5$ ），而开关频率的 100kHz 基频（ $n=1$ ）及二到四次谐波频率（ $n=2, 3, 4$ ）则不包含在测量范围内。对于欧洲的测量限定，要检查 100kHz 基频（ $n=1$ ）及 200kHz 的二次谐波（ $n=2$ ）分量，因为其标准规定的起始测试频率为 150kHz。

作为例子，参考欧洲 EN55022 中 Class B 的平均值限定值（如图 5-3 所示），在 100kHz 频率（ $n=1$ ）的平均值限定值为 74dB $\mu$ V，在 200kHz 频率（ $n=2$ ）的限定值为 53.5 dB $\mu$ V。同时准峰值的限定值比平均值的限定值高 10dB。在多数低频传导干扰测试中，测量得到的准峰值稍低于（1dB 至 3dB）峰值测量值。但平均值可能比峰值低 12dB。因此，如果设计的滤波器满足平均值限定，则同时会满足准峰值限定并具有一定的裕量。在这个例子当中，整体上 12dB 的裕量，峰值将会触到平均值限定，平均值检测将会提供余下的 12dB 的衰减。因此，目标检测电压等于平均值限定值，即在 100kHz 频（ $V_{SNdB\mu V}(1)$ ）点处为 74 dB $\mu$ V，在 200kHz 频率（ $V_{SNdB\mu V}(2)$ ）点处为 53.5 dB $\mu$ V。利用下式可以将  $V_{SNdB\mu V}(n)$  从 dB $\mu$ V 转换成绝对值的检测电压  $V_{SN}(n)$

$$V_{SN}(n) = 1 \times e^{-6} \times 10^{\frac{V_{SNdB\mu V}(n)}{20}}$$

利用上式，可以算出  $V_{SN}(1)$  为 5.01mV<sub>RMS</sub>， $V_{SN}(2)$  为 473  $\mu$ V<sub>RMS</sub>。检测电压  $V_{SN}(n)$  再由下式转换为流经每个差模电感  $L_D$  的幅度为  $I_L(n)$  的 RMS 电流。根据图 5-52 所示模型有

$$I_L(n) = \frac{2V_{SN}(n)}{2R_s} + \frac{2V_{SN}(n)}{1/(j\omega_n C_D)} = \frac{2V_{SN}(n)}{2R_s} + 2V_{SN}(n)j2\pi f_s \cdot n \cdot C_D$$

因此，其有效值可以计算如下：

$$I_L(n) = V_{SN}(n) \cdot \sqrt{\frac{1}{R_s^2} + (4 \times \pi \times n \times f_s \cdot C_D)^2} \quad (5-7)$$

这样可以算出 RMS 差模电流  $I_L(1)$  为 638  $\mu$ A，而  $I_L(2)$  为 119 $\mu$ A。因此，同样根据等效差模电路模型（见图 5-53），目标差模电感量  $L_D$  可以计算如下：

$$L_D = \frac{V_{PRI}(n)}{I_L(n) \cdot 4 \cdot \pi \cdot n \cdot f_s} \quad (5-8)$$

上式中的  $V_{PRI}(n)$  可以通过仿真、计算及将电源连接至 LISN，但不接 EMI 滤波器进行测量得到。例如，115 V AC 供电的开关电源在输出功率为 15W 时，工作于非连续模式，漏极电流波形为三角波。峰值漏极电流  $I_p$  为 0.8A，占空比为 0.3。差模电容  $C_D$  为 0.1 $\mu$ F。输入电解电容  $C_1$  的 ESR 为 0.375 $\Omega$ 。通过仿真、计算及将电源连接至 LISN，但不接 EMI 滤波器进

行测量得等效电压源电压的基频分量  $V_{\text{PRI}}(1)$  为  $59.3\text{mV}_{\text{RMS}}$ ，二次谐波  $V_{\text{PRI}}(2)$  为  $43.0\text{mV}_{\text{RMS}}$ 。然后利用式 (5-8) 可以计算出每个支路上用于基频衰减的差模电感量  $L_D$  为  $74\mu\text{H}$ ，但对于二次谐波，要达到理想的衰减则需要较高的  $144\mu\text{H}$  的电感量，因为 EN55022 规范在频率为  $200\text{kHz}$  频点处的要求更加严格。在此设计中使用了较高的电感量。注意，可以采用不同的  $L$  和  $C$  组合，但  $L$ 、 $C$  的乘积必须保持不变。同时要注意的是，共模电感中测量得到的总的差模电感量为每个支路计算值的两倍（在此例子当中为  $288\mu\text{H}$ ）。

峰值负载电流通常限制了分立差模扼流圈的尺寸，一般在  $100\mu\text{H}$  和  $1\text{mH}$  之间（注意：对于一个共模电感，短路其中一个绕组，测量另外一个绕组所得到的电感量即为总的漏感或差模电感量。每个支路的等效差模电感量为该测量值的一半）。

差模滤波器在频率高于  $1\text{MHz}$  时的等效电路如图 5-53 所示。在储能电容  $C_{\text{IN}}$  和差模电容  $C_D$  中另外增加了 ESL 一项，同时，在每个差模滤波器的扼流圈  $L_D$  两端并联有绕组电容  $C_W$  分路。随着频率的增加，这些寄生元件起主导作用，从而降低了滤波效果。不过，梯形（或三角形）的开关管漏极电流波形的高次谐波在频率高于  $1\text{MHz}$  时也同时减小，这往往弥补了滤波器性能的降低。频率高于  $1\text{MHz}$  时，超标的电流干扰往往都是共模干扰。此共模干扰要么由前述的振荡波形所引起，要么由于寄生元件本身造成的谐振所引起。

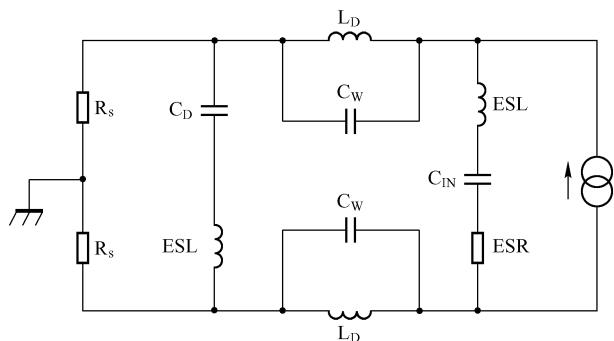


图 5-53 差模滤波器的高频模型

## 2. 共模滤波器分析

共模传导干扰由共模电流所引起，共模电流不在交流电网和电源输入之间流动。对称的共模电流同时在电源的相线和中线的输入线中流动，因而共模相线电流与共模中线电流在幅值上相等，相位上相同。不对称的共模电流分别在电源的相线或中线输入线中流动。由开关管的漏极电压  $V_{\text{DRAIN}}$  和输出二极管电压  $V_{\text{DIODE}}$  所引起的共模干扰如图 5-54 所示。

开关管漏极电压  $V_{\text{DRAIN}}$  产生的位移电流通过各种杂散寄生电容流动。 $C_{\text{SI}}$  为开关管漏极至大地的杂散电容。 $C_{\text{OSS}}$  为开关管的输出电容。 $C_{\text{BD1}} \sim C_{\text{BD4}}$  为每个桥式二极管两端的等效电容。 $C_{\text{AC}}$  为交流电网输入两端的容性耦合（使用 LISN 网络测量时，该容性耦合非常低）。注意，图中所示的次级直接连接至大地。变压器电容的分布是分散式的，但可以用如下六个分立电容作为其模型。

$C_{\text{W1}}$ ：变压器初级“噪声”或开关节点至次级的“噪声”节点之间的绕组电容。

$C_{\text{W2}}$ ：变压器初级“噪声”或开关节点至次级的“安静”节点之间的绕组电容。

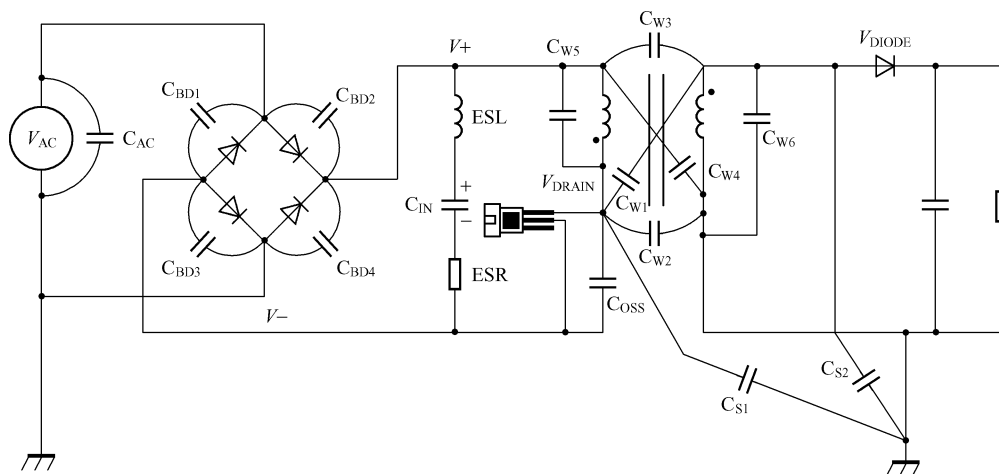


图 5-54 反激开关电源共模干扰

$C_{W3}$ : 变压器初级“安静”节点至次级的“噪声”或开关节点之间的绕组电容。

$C_{W4}$ : 变压器初级“安静”节点至次级的“安静”节点之间的绕组电容（实际上，它是一种“有益的”杂散电容。该电容相当于一个附加的 Y 电容，可以使位移电流回流至该电流的驱动源）。

$C_{W5}$ : 初级绕组的匝间电容。

$C_{W6}$ : 次级绕组的匝间电容（ $C_{W5}$  和  $C_{W6}$  一起产生一个 400kHz ~ 2MHz 之间的变压器谐振频率，高于此谐振频率时，每个绕组的阻抗为容性而非感性）。

开关管漏极节点直接驱动位移电流进入到下面的杂散电容： $C_{S1}$ 、 $C_{W1}$ 、 $C_{W2}$ 、 $C_{OSS}$  及  $C_{W5}$ 。每个位移电流（ $I_{C_{S1}}$ 、 $I_{C_{W1}}$ 、 $I_{C_{W2}}$ 、 $I_{C_{OSS}}$  及  $C_{W5}$ ）必须最终回流至驱动节点（开关管漏极引脚）。每个电流都分成很多支路，但每个位移电流的一部分可能流经电源交流输入导线，从而可以检测到如下的共模干扰。

$I_{C_{S1}}$ : 分流至大地及次级的电流成分。次级电流成分通过变压器电容回流至开关管漏极。大地的电流成分从地端向上回流至中线（并由 LISN 网络检测），交流耦合至相线（并由 LISN 网络检测），通过桥式二极管（二极管导通时该电流叠加在工频电流上；二极管关断时该电流则流经桥式二极管的等效电容）回流至  $V_+$  和  $V_-$  总线，再经过  $C_{W5}$  和  $C_{OSS}$  电容返回至开关管漏极引脚。

$I_{C_{W1}}$ : 经  $C_{W3}$  返回至初级、 $C_{S2}$  至大地及  $C_{W6}$  的分路电流。流过地面的电流成分通过中线和相线（如上所述）返回，进而被 LISN 网络检测到。

$I_{C_{W2}}$ : 经  $C_{W6}$  流入大地的分路电流。流过地面的电流成分通过中线和相线（如上所述）返回，进而被 LISN 网络检测到。

$I_{C_{OSS}}$ :  $C_{IN}$ （注意， $C_{IN}$  的等效串联电感量或 ESL 会阻断高频成分流过）与  $V_-$  之间流动的分路电流。 $V_-$  的电流成分从整流桥堆流出，经过相线和中线（并由 LISN 网络检测）向下流入到大地，向上则到达次级，再通过变压器的绕组电容耦合至开关管。

$I_{C_{W5}}$ :  $C_{IN}$ （具有 ESL）与  $V_+$  之间流动的分路电流。 $V_+$  的电流成分从整流桥堆流出，经过相线和中线（并由 LISN 网络检测）向下流入到大地，向上则到达次级，再通过变压器的

绕组电容耦合至开关管。

所有这些不同的位移电流的相互叠加会导致一些电流相互抵消，但总会有部分“剩余”的高频电流成分作为共模传导干扰而被检测到。各种寄生电容的不对称性造成了共模干扰电流的“不平衡”，从而产生了仅在相线或中线中流动的净电流。将输出整流管的正极作为驱动电压源时，也可采用类似的方法进行分析。显而易见，由于分析起来十分困难，因此共模干扰电流最好采用测量的方法进行评估。

共模滤波器要求具有相对较高的电感量。因为为了对漏电流加以限制（如前所述），安全标准限定了所用共模 Y 电容的大小。在很多应用当中都使用 10 ~ 33mH 之间的共模扼流圈，因为通常要求的电感量不受循环的差模电流影响。为了平衡高频阻抗，可以在每个支路都放置一个分立扼流圈。

频率高于 1MHz 时，元件在 PCB 上的布局变得愈加重要。布局不合理会导致电容 ESL 的增加。同时也增加了噪声电压在 EMI 滤波器周围直接耦合至电网的可能。共模电容必须采用非常短的走线并直接连接至变压器引脚。

### 5.8.5 电源线衰减

电源线为三线输入的应用需要特别的注意。一个六英尺长电源线可以模拟为一个具有分布电感和电容的传输线。它的特性阻抗约为  $100\Omega$ ，由于其阻尼很小，因而它会产生很尖锐的非常确定的共振，谐振频率一般在 15 ~ 25MHz 之间。这种谐振会将现有的共模干扰电流放大，从而超过所希望达到的限定值。将一个有损耗的小磁珠或磁环放置在大地上引出线上可以降低谐振峰值，因为这样做增加了串联阻尼。磁珠或磁环在 15 ~ 25MHz 频率范围时应该有  $100\Omega$  的等效阻抗。磁珠要放置安全在接地线上，位于外壳上供电入口连接器与内部安全接地线的附着点之间。磁环也按类似的方式安装，但要使用绝缘的安全接地线，在磁环上最多绕到 5 圈或 6 圈。

### 5.8.6 专用电源滤波器

对于功率较大的电源来讲，有时还需要安装专用的 EMI 滤波器。根据 EMI 电源滤波器的具体使用环境、电磁干扰的频率范围及负载特性等参数，适当选择滤波器，才能达到抑制干扰的效果。

选择滤波器时，首先要求滤波器在相应工作频段范围内，能满足设计要求的衰减特性，若单级滤波器衰减量不能满足设计要求时，则可采用多级连接，这样可以获得比单级更高的衰减。其次，选择滤波器时要满足负载电路工作频率和需抑制频率的要求，如果要抑制的频率和有用信号频率非常接近，则需要频率特性非常陡峭的滤波器，才能将与信号频率靠得很近的干扰滤除掉。如前所述，一般  $n$  个器件构成的滤波器能够提供的衰减速率是  $20n\lg f_2/f_1$ ，因此，单个器件构成的滤波器的高频降落约为 6dB/倍频程（20dB/十倍频程）。根据这个特性，就可以计算出需要几个器件构成的滤波器才能满足要求。第三，EMI 电源滤波器用于抑制进入设备与出自设备的电磁干扰，具有双向抑制性。因此在选择滤波器时，必须根据滤波器两端将要连接的源端阻抗和负载端阻抗，选择 EMI 电源滤波器的网络结构，使滤波器的端口处与源端和负载端产生最大阻抗失配，这样才能使滤波器对电磁干扰的衰减等于自身网络的衰减再加上输入和输出端口所产生的反射。如果源端阻抗和负载端阻抗是未知的或者是

在一个很大的范围内变化,很难得到稳定的滤波特性,为了使 EMI 电源滤波器获得良好的比较稳定的滤波特性,可以在滤波器输入和输出端同时并接一个固定电阻。

不同类型的滤波器级联,可以获得在宽频带内的良好衰减特性。反射式滤波器是由电感、电容组成的多节  $\pi$  型、T 型、L 型等低通滤波电路,使滤波器对电源阻抗匹配,让所需的电源电流无衰减地通过;而对高频干扰呈现大的阻抗失配,使由电源传导到滤波器输入端的干扰大多数被反射回电源,而由滤波器输出端反向传输的高频干扰也被反射回负载。这种滤波器由于受到电容、电感在高频时的分布参数作用,将在高频发生谐振,从而导致滤波器插损性能急剧下降,因此适用于抑制频率相对较低的干扰。吸收式滤波器是通过采用铁氧体抑制元件,将高频干扰转化为热能来达到滤波的作用。这种滤波器由于消除了器件分布参数的作用,从而很好地保证了其高频插损性能,适用于抑制高频干扰。通过将反射式滤波器和吸收式滤波器串联,可以满足宽带内的高性能插损指标。

下面是选择滤波器时常常要考虑的一些参数。

插入损耗:对于干扰滤波器而言,这是最重要的指标,由于电源线上既有共模干扰也有差模干扰,因此滤波器的插入损耗也分为共模插入损耗和差模插入损耗。插入损耗越大越好。

高频特性:理想的电源线滤波器应该对交流电频率以外所有频率的信号有较大的衰减,即插入损耗的有效频率范围应覆盖可能存在干扰的整个频率范围。但几乎所有的电源线滤波器手册都仅给出 30MHz 以下频率范围内的衰减特性。这是因为电磁兼容标准中对传导发射的限制仅到 30MHz (军标仅到 10MHz),并且大部分滤波器的性能在超过 30MHz 时开始变差。但实际中,滤波器的高频特性是十分重要的。

此外,滤波器还必须具有一定的耐压能力,要根据电源和负载的额定电压来选择电源滤波器,使它具有足够高的额定电压,以保证在所有的预期工作条件下都能可靠地工作。电源滤波器允许通过的额定电流应与负载连续运行的额定电流一致,额定电流过高,会加大电源滤波器的体积和重量,额定电流过低,又会降低电源滤波器的可靠性。额定工作电流不仅关系到滤波器的发热问题,还影响电感的特性,滤波器中的电感要在峰值条件下不能发生饱和。电源滤波器还应具有足够的机械强度、结构简单、重量轻、体积小、安装方便的特点。

专用滤波器的安装如下。

选择好滤波器,如果安装不适当,仍然会破坏滤波器的衰减特性。只有正确地安装和使用滤波器,才能获得良好的滤波效果。

板上滤波器,顾名思义,是指专用滤波器直接安装在电源板上。这种滤波器的优点是经济。缺点是高频滤波效果欠佳。这主要是由于三个原因,一个是滤波器的输入、输出之间没有隔离,容易发生耦合;第二个是滤波器的接地阻抗不是很低,削弱了高频旁路效果;第三个原因是滤波器与机箱之间的一段连线会产生两种不良作用。

(1) 机箱内部空间的电磁干扰会直接感应到滤波器的输入电缆线上,沿着电缆传出机箱,借助电缆辐射,使滤波器失效。

(2) 外界干扰在被板上滤波器滤波之前,借助这段线产生辐射,或直接与线路板上的电路发生耦合,造成敏感度问题。

面板滤波器,这种滤波器直接安装在屏蔽机箱的金属面板上。由于直接安装在金属面板

上,滤波器的输入、输出之间完全隔离,接地良好,电缆上的干扰在机箱端口上被滤除,因此滤波效果十分理想。缺点是安装需要一定的结构配合,这必须在设计初期进行考虑。

使用滤波器时需要注意的事项如下。

(1) 电源滤波器要安装在靠近干扰源的地方。

(2) 决定使用板上滤波器后,在布线时要注意在电缆端口处留出一块“干净”地,滤波器和连接器都安装在“干净”地上。由于信号地线上的干扰是十分严重的,这种地线是很不干净的,如果直接将电缆的滤波电容连接到这种地线上,不仅起不到较好的滤波作用,还可能造成地线上的干扰窜到电缆线上,造成更严重的共模辐射问题。因此为了取得较好的滤波效果,必须准备一块干净地。干净地与信号地只能在一点连接起来,这个流通点称为“桥”,所有信号线都应该从桥上通过,以减小信号环路面积。

(3) 电源滤波器的输入和输出线必须分开,防止输入端与输出端线路耦合,降低滤波效果,通常利用隔板进行隔离。如果不能有效地实施隔离,则应采用屏蔽引线。特别要注意的是,在捆扎设备电缆时,不能把滤波器输入端和输出端的电缆捆扎在一起,否则会加剧滤波器输入、输出端的电磁耦合,严重破坏滤波器对 EMI 信号的抑制性能。

(4) 安装滤波器中电容器时引线应尽量短,以防止电容器的高频引线电感与电容形成谐振,影响滤波器性能。

(5) 为防止滤波器断电后电容器存在高电压,应在滤波器输入/输出端接入泄放电阻,其值一般为  $0.1 \sim 1\text{M}\Omega$ ,这就保证了在断电后几秒内电容器完全放电。

(6) 为了防止电磁干扰的串扰,滤波器件与输入、输出端之间必须实行高隔离,当滤波器采用多节级联时,各节之间也要采取高隔离,因此,要将整个滤波器内部分为多个隔舱,各个隔舱之间必须采用穿心电容连通。

(7) 电源滤波器必须使用金属良导体作为封装外壳,一般常用冷轧钢,并在其表面镀锌或镀铬以提高其导电性,这样才能起到很好的屏蔽作用;同时,良导体制成的封装外壳还为滤波器件的良好接地提供了可能。由此可见,EMI 电源滤波器在器件布置、外壳封装和安装使用等方面,都要兼顾滤波、屏蔽和接地等问题,只有这样,才能更好地发挥滤波器的性能。

(8) 电源滤波器插入增益的问题。许多人遇到过奇怪的事情,就是使用了电源线滤波器后,电磁干扰问题反而严重了。这是因为滤波器由于谐振,产生了插入增益。插入增益不仅不会使干扰减小,而且还使干扰增强。滤波器在源阻抗和负载阻抗相差很大时容易发生插入增益。插入增益的频率在滤波器的截止频率附近。

解决插入增益的方法,一个是将谐振频率移动到没有干扰的频率上;另一个是增加滤波器的电阻性损耗(降低  $Q$  值),方法是在差模电感上并联电阻( $50 \sim 1\text{k}\Omega$ ),或在差模电容上串联电阻( $0.5 \sim 10\Omega$ )。

由于滤波器会发生插入增益,因此根据厂家提供的数据选择滤波器就有一定的风险。可能从厂家提供的插入损耗数据( $50\Omega/50\Omega$ ,源/负载阻抗)看滤波器完全符合要求,但是实际效果并不理想。为了避免这种情况的发生。越来越多的人喜欢使用最坏测试条件( $100/0.1\Omega$ ,源/负载阻抗或负载/源阻抗)。许多厂家也给出这种“最坏条件”下测量的数据供用户参考。

## 5.9 PCB 布线与电磁兼容设计

由前所述,开关电源电路中无时无刻不存在着电压的变化  $du/dt$  和电流的变化  $di/dt$ 。电源线和地线总是存在着寄生电感和寄生电容。电流的变化,使寄生电感上存在着感应电压噪声;电压的变化,使寄生电容发生充电或放电。地线和电源线上的噪声电压不仅会造成电路工作不正常,而且会产生较强的电磁辐射。

### 5.9.1 PCB 布线电感

PCB 布线电感与其长度和宽度的对数成正比,缩短导线的长度能够有效地减小电感。但是电感随着导体宽度的对数减小而减小。因此,增加走线的宽度对减小电感的作用很有限。当宽度增加一倍时,电感仅减小 20%。缩短走线长度、增加走线宽度能够减小走线的低频电阻,因此对于一些重要的走线,希望布得短而粗。

当两个导体靠得很近时,互感等于单个导体的自感,总电感几乎没有减小。当两个导体距离较远时,互感可以忽略,总电感降低为原来的 1/2。因此,多根导体并联是一个降低电感更有效的方法。

电源线噪声:如前所述,开关电源电源线或者芯片的供电线  $V_{cc}$  上会有电流突变,由于电源线的电感效应,会在电源线上产生噪声电压,对其他共用电源的电路产生干扰,并且会产生辐射。消除电源线噪声的方法之一是使用储能电容,如图 5-55 所示。储能电容的作用是为芯片提供电路输出状态发生变化时所需的大电流,这样就避免了电源线上的电流发生突变,减小了感应出的噪声电压。即使在线路板上使用了电源线网格或电源线面(电源系统具有很小的电感),储能电容也是必要的。这是由于储能电容将电流变化局限在较小的范围内,减小了辐射(电磁辐射量与电流环路的面积成正比)。

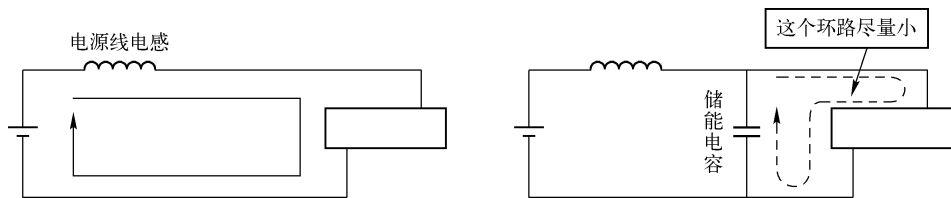


图 5-55 利用储能电容消除电源线噪声

电源芯片储能电容的 PCB 布线:储能电容的作用是为芯片提供瞬态高能量,因此在布线时,要尽量使它靠近芯片。这种提法有时不够确切,更确切的要求是:使储能电容的供电回路面积尽量小。也可以这样说:使储能电容与芯片电源端和地线端之间的连线尽量短。储能电容与芯片之间的连线长度是线路板走线的长度加上芯片自身引脚的长度。因此,减小这两部分的总长度,要选用电源引脚与地引脚靠得近的芯片、不使用芯片安装座、使用表面安装形式的芯片等。

每片芯片的储能电容在放电完毕后,需要及时补充电荷,做好下次放电的准备。为了减小对电源系统的骚扰,通常也通过电容来提供电荷。为了描述上的方便,称起这个作用的电容为二级储能电容。当线路板上的芯片较少时,一只二级储能电容就可以了,一般安装在电



源线的入口处，容量为芯片储能电容总容量的10倍以上。如果线路板上芯片较多，每10~15片设置一个二级储能电容。这个电容同样要求串联电感尽量小，应该使用钽电容，而不要使用铝电解电容，后者具有较大的内部电感。

储能电容（解耦电容）的选择：储能电容不是越大越好。由于电容串联电感的存在，电容放电回路会在某个频率点上发生谐振，在谐振点，电容的阻抗最小，因此放电回路的阻抗最小，补充能量的效果最好。但当频率超过谐振点时，放电回路的阻抗开始增加，这意味着电容提供电流的能力开始下降。电容的容值越大，谐振频率越低，电容能有效补偿电流的频率范围越小。因此，为了保证电容提供高频电流的能力，电容不能太大。

当然，储能电容的容量太小时，同样不能达到预期的效果，但这是因为储能不足造成的。储能电容的最小容量用下面的公式计算：

$$C = \frac{dI \cdot dt}{dV}$$

式中， $dV$ 是在时间 $dt$ 内，瞬变电流 $dI$ 造成的电压瞬间跌落。

例：一个电路在2ns内需50mA电流，设计要求电源压降小于0.1V，电容的最小值为： $0.001\mu\text{F}$ 。这个公式仅是概念性的，在实践中，常常采用试验的方法确定最佳电容值。

储能电容的种类：与滤波电容相同，要选择低电感的高频电容，例如瓷片电容或独石电容。

增强解耦效果的方法，如图5-56所示。根据解耦电容的工作原理，如果能增加芯片从电源线吸收能量的难度，就能够使芯片尽量从储能电容吸收能量，减少从电源线吸收的能量。从而充分发挥储能电容的作用，减小电源线上的噪声（ $dI/dt$ ）。根据这个思路，可以人为地增加解耦电容电源一侧电源线的阻抗。

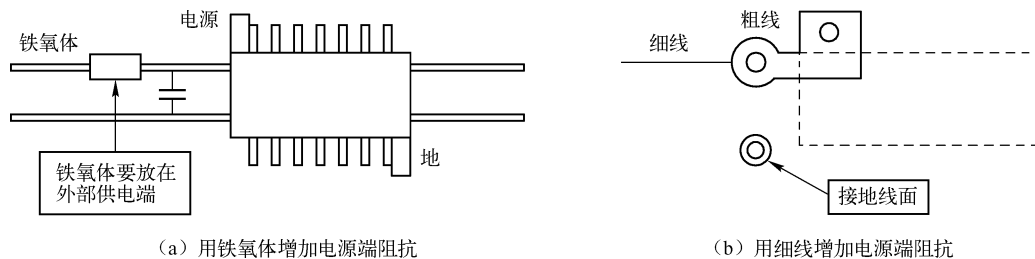


图5-56 增强解耦电容解耦效果的方法

方法一：在解耦电容电源侧安装一只铁氧体磁珠，由于磁珠对高频电流呈现较大的阻抗，因此增强了电源解耦电容的效果。

方法二：布线时，使解耦电容电源一侧的电源线尽量细（但要满足供电的要求），增加走线的电感，相当于增加了阻抗，可以起到一定的效果。这个方法不仅能在芯片级的储能电容上应用，在二级储能电容和线路板上的电源入口处都可以使用，可以减小较长电源线上的电流波动，减小辐射。

铁氧体必须安装在靠近电源的一端，而不是芯片的一端。这样相当于增加了从电源线吸取电流的难度，尽量使用储能电容中的能量。如果将铁氧体安装在芯片一侧，则等于增加了电容放电回路的电感，会起到相反的作用。

铁氧体在直流电流的作用下，磁导率会下降，甚至由于磁饱和而完全消失，因此其实际

电感量是很小的。但是对于高频电流，其阻抗仍然较大。所以，铁氧体主要在高频发挥作用。

### 5.9.2 PCB 电磁辐射

线路板电磁兼容设计的目的，除了保证电路工作可靠以外，一个主要的目的就是减小线路板的电磁辐射，保证设备在较低的屏蔽效能下满足有关标准的要求。由于一个电路的电磁辐射和接收的能力往往是一致的，即一个电路的电磁辐射效率高，往往接收效率也高。因此，在设计中抑制线路板的电磁辐射，同时也就提高了线路板的抗干扰能力。

辐射源：线路板的辐射主要产生于两个源，一个是 PCB 走线，另一个是 I/O 电缆。根据辐射驱动电流的模式，辐射分为差模辐射和共模辐射两种。

差模辐射：电路工作电流在信号环路中流动，这个信号环路会产生电磁辐射。由于这种电流是差模的，因此信号环路产生的辐射称为差模辐射。

共模辐射：当传输信号的导体的电位与邻近导体的电位不同时，在两者之间就会产生电流。即使两者之间没有任何导体连接，高频电流也会通过寄生电容流动。这种电流称为共模电流，它所产生的辐射称为共模辐射。

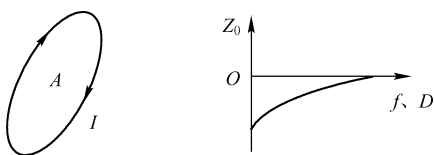


图 5-57 电流环路产生的辐射

#### 1. 电流环路的辐射

对差模辐射，用电流环路模型来进行分析，如图 5-57 所示。有计算公式如下。

$$\text{近场区磁场强度: } H = IA / (4\pi D^3) \quad \text{A/m}$$

$$\text{近场区电场强度: } E = Z_0 IA / (4\lambda D^2) \quad \text{V/m}$$

$$\text{近场区波阻抗: } Z_w = Z_0 IA / (2\pi D / \lambda) \Omega$$

式中， $I$  = 环路电流 (A)， $A$  = 环路面积 ( $\text{m}^2$ )， $D$  = 观测点到环路的距离 (m)， $Z_0$  = 自由空间的阻抗 ( $377\Omega$ )， $\lambda$  = 电流频率所对应的波长 (m)。近场区内磁场的辐射强度与频率无关，这个公式对直流也是适用的。磁场强度随距离的三次方衰减。因此利用增加距离来减小磁场强度是十分有效的方法。近场区内电场的辐射强度随频率呈线性增长，随距离的平方衰减。结合磁场的情况，由于磁场随距离衰减快，电场衰减慢，因此随着距离的增加，波阻抗增加。

$$\text{远场区磁场强度: } H = I\pi A / (\lambda^2 D) \quad \text{A/m}$$

$$\text{远场区电场强度: } E = Z_0 I\pi A / (\lambda^2 D) \quad \text{V/m}$$

$$\text{远场区波阻抗: } Z_w = Z_0 I = 377 \quad \Omega$$

远场区内电场和磁场随距离衰减的速率是一样的，都是与距离呈反比例衰减。远场区电场与磁场的比值（波阻抗）是定值，为  $377\Omega$ 。

从上面的公式还可以看出，电场和磁场强度随频率的平方增加，因此，电子设备会辐射出频率比想象高得多的电磁波。因为较小的高频电流就能产生很强的辐射。

由于大多数电磁兼容标准中仅对电场辐射强度提出了限制，并且由于大多数标准的测量条件都属于远场区，因此远场区电场强度的公式用得最多。

## 2. 导线的辐射

对于导线电流产生的共模辐射,如图 5-58 所示。

$$\text{近场区磁场强度: } H = IL / (4\pi D^2) \quad \text{A/m}$$

$$\text{近场区电场强度: } E = Z_0 IL \lambda / (8\pi^2 D^3)$$

V/m

$$\text{近场区波阻抗: } Z_w = Z_0 (\lambda / 2\pi D) \quad \Omega$$

公式中各量的定义为:  $I$ ——导线中的电流 (A),  $L$ ——导线长度 (m),  $D$ ——观测点到环路的距离 (m),  $Z_0$ ——自由空间的阻抗 ( $377\Omega$ ),  $\lambda$ ——电流频率所对应的波长 (m)。

近场区内: 导线共模电流磁场的辐射强度与频率无关, 这个公式对直流也是适用的。磁场强度随距离的平方衰减。

近场区内: 导线共模电流电场的辐射强度随频率增加而减小, 随距离的三次方衰减。这与电流环路的情况正好相反。这里, 由于磁场随距离衰减慢, 电场衰减快, 因此随着距离的增加, 波阻抗减小。

$$\text{远场区磁场强度: } H = IL / (2\lambda D) \quad \text{A/m}$$

$$\text{远场区电场强度: } E = Z_0 IL / (2\lambda D) \quad \text{V/m}$$

$$\text{远场区波阻抗: } Z_w = Z_0 I = 377 \quad \Omega$$

远场区: 电场和磁场随距离衰减的速率是一样的, 都是与距离呈反比例衰减。

远场区电场与磁场的比值 (波阻抗): 是定值, 为  $377\Omega$ 。

远场区内: 电场和磁场随频率的增加线性增加。

同样, 远场区电场强度的公式用得最多。

要注意, 公式中的电流为共模电流。与差模电流不同的是, 共模电流的实际值很难预先估算出来。

以上介绍了电流环路和载流导线的辐射, 但并不完全符合实际电路的情况, 因为这些公式中做了一些假设, 其中最重要的两个假设是:

(1) 在单根导线模型中, 假设电路阻抗在近场为无限大, 即开路。

(2) 在电流环路模型中, 假设电路是短路的, 如果不能满足这个条件, 磁场的计算还是正确的, 但是实际的电场值要比计算值大。

在实际中, 电路既不是完全开路的导线, 也不是理想的环路, 而是介于这两者之间。因此用这两个模型预测时, 在近场会出现较大的误差。但是可以作为实际调试 EMC 时的一个参考。对于 PCB 布线也有很大的参考意义。

## 3. 脉冲信号的差模辐射

将脉冲信号的频谱包络和差模辐射的频率特性结合起来, 就可以得到脉冲信号差模辐射的频谱包络线, 如图 5-59 所示。

如前所述, 脉冲信号的频谱包络线分为三段: 平坦段,  $20\text{dB/dec}$  下降段,  $40\text{dB/dec}$  下降段。差模辐射的频率特性: 随着频率的升高而增加, 增加速率为  $40\text{dB/dec}$ 。脉冲信号的差模辐射频谱包络线: 与脉冲信号的频谱包络线相对应, 分为三段,  $40\text{dB/dec}$  增加段,

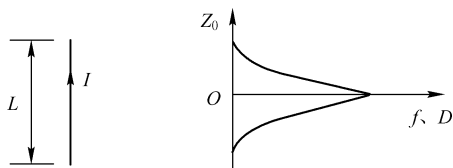


图 5-58 导线电流产生的共模辐射

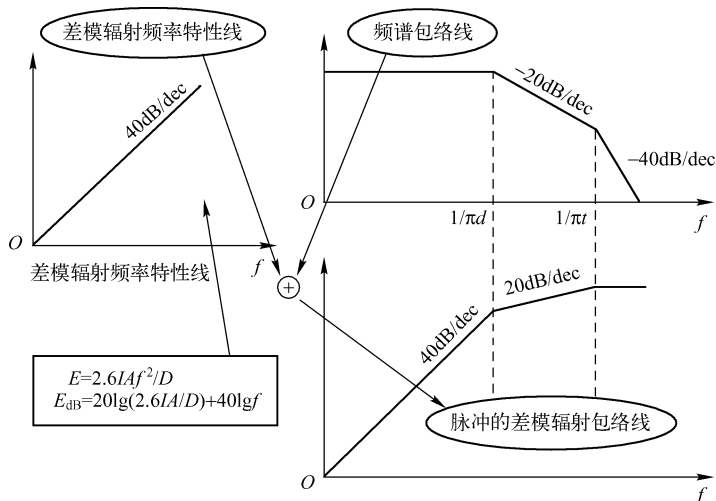


图 5-59 脉冲信号差模辐射的频谱包络线

20dB/dec 增加段, 平坦段。这个包络线中没有包含绝对数值的信息。实际差模辐射包络线的绘制步骤如下。

(1) 求基频电流的幅度: 如果脉冲电流的幅度为  $I$ , 则用傅里叶级数展开法求得基频的幅度为  $I_1 = 0.64I$ 。

(2) 求基频电流差模辐射的幅度: 将  $I_1$  带入差模辐射计算公式, 计算得到基频的辐射强度。

(3) 绘制差模辐射包络线: 在半对数坐标纸 (横轴对数, 纵轴线性) 上定出基频辐射的幅度。如果基频  $< 1/\pi d$ , 从基频到  $1/\pi d$  按 40dB/dec 速率绘上升线, 从  $1/\pi d$  到  $1/\pi t$  按 20dB/dec 速率绘上升线,  $1/\pi t$  以上绘水平线。如果基频  $> 1/\pi d$ , 从基频到  $1/\pi t$  按 20dB/dec 速率绘上升线,  $1/\pi t$  以上绘水平线。

从图 5-59 中脉冲信号的辐射频谱包络线中看出, 尽管脉冲信号的高次谐波分量幅度较小, 但是辐射出来的强度并不小。这就是为什么电子设备产生的辐射的频率比工作时钟频率高得多的原因。

减小脉冲差模辐射的方法有以下几点。

(1) 减小脉冲差模电流  $I$ : 在保证电路功能的前提下, 尽量使用低功耗的芯片。当较长的导线上有较大的电流时, 用缓冲器减小电流。

(2) 降低频率  $f$ : 当电路功能允许时, 尽量使用低速芯片。当然, 对于开关电源来讲, 由于成本、体积、效率等的限制, 降低电路频率的做法在许多场合是受到限制的。关于降低电路的频率, 要用如下的概念来理解。

(a) 延长上升时间: 在保证一定的脉冲重复频率的条件下, 延长脉冲的上升时间, 可以减小不必要的高频成分, 这从脉冲信号的频谱包络线上可以看出。对于开关电源电路可以通过增加 PWM 驱动信号线路的电阻来实现。当然, 增加驱动电阻要考虑对电源效率、MOSFET 的驱动能力等方面的影响。

(b) 用低通滤波器滤除  $1/\pi t$  频率以上的频率: 脉冲信号的主要能量集中在  $1/\pi t$  频率以下, 只要这部分能量保留下来, 电路的工作就不会受影响。 $1/\pi t$  频率以上的成分虽然对电

路工作没有作用,但是却产生很强的辐射,这从脉冲信号差模辐射的包络线可以看出。因此,可以用适当的低通滤波器滤除  $1/\pi t_r$  频率以上的成分,如图 5-60 所示。

(3) 控制差模电流的环路面积:通过以上的讨论,减小电流、降低频率等方法在实践中都有一定的局限性。最现实而有效的方法是控制信号环路的面积。通过减小信号环路面积能够有效地减小环路的辐射。控制信号环路面积从两个方面入手,一个是在选用芯片时尽量选用大规模集成电路、表面安装形式的芯片,不使用安装座等,另一方面,在线路板布线时,尽量控制信号回路的面积。线路板设计的一项主要内容就是控制信号回路的面积。

要布好线路板,减小线路板的电磁辐射,首先要搞清楚什么电路的辐射最强。在设计时重点考虑这些电路。

周期信号与随机信号的频谱:根据频谱分析的理论,周期信号的频谱为离散谱,随机信号的频谱为连续谱。这意味着,周期信号的能量集中在有限的几个频率上,而随机信号的能量分布在无限多个频率上。因此,周期信号的能量更集中,更容易产生干扰。

产生最强辐射的是周期信号。观察一下电子设备产生的辐射频谱,可以注意到,最强的辐射肯定是单根谱线。将一块线路板的所有电路加电与仅给时钟部分加电,它们产生的最大辐射强度基本是相同的。因此,线路板上的周期信号是产生辐射最强的信号。

电路中的振荡器、时钟电路、地址总线的低位数据线、产生周期波形的功率电路(如开关电源中的开关管回路、开关管驱动电路、CRT 显示器的行扫描输出等)等都是强辐射电路,在设计时要特别注意。

### 5.9.3 影响差模电流真实回路的因素

电流回路的阻抗由两部分组成,导线的电阻和环路的电感形成的感抗。频率较低时,感抗很小,回路的阻抗主要由电阻决定。当频率较高时,电感的感抗所占比重越来越大,回路的阻抗主要由电感决定。回路的电感越大,阻抗越高。根据定义,回路的电感  $= \Phi/I$ ,  $\Phi$  是回路中的磁通量,  $I$  是回路中的电流。显然,回路的面积越大,则回路所包围的磁通量越大,电感量也越大。因此,回路的阻抗与回路的面积成正比。

单层或双层板减小环路面积的方法:对于单层板,一种简单的方法是在高频信号线旁边布一条地线,这条地线应尽量靠近信号线。这样就形成了一个面积最小的回路,信号电流肯定会取这个回路,而不是其他地线路径,从而减小差模辐射和对外界干扰的敏感度。如果是双层线路板,可以在线路板的另一面,紧靠信号线的下面,沿着信号线布一条地线,地线尽量宽些。这样形成的回路面积等于线路板的厚度乘以信号线的长度。

地线对减小辐射的作用:地线对于线路板电磁兼容性改善的贡献点有两个,一个是减小了回路面积,因而减小了辐射;另一个是减小了轨线之间的串扰,其机理有两个,一个是为电磁能量提供了一条更好的路径,使能量不能进入受害导体,另一个是减小了受害导体的回路面积,从而减小的干扰接收面积。

因此,设置一根地线之前,要想清楚它起什么作用,是减小了回路面积,还是对耦合起

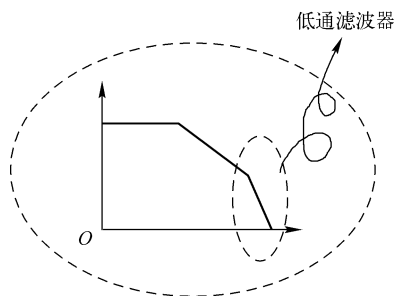


图 5-60 滤除  $1/\pi t_r$  频率以上的成分

到了隔离的作用。

多层板为什么能减小电磁辐射？多层线路板的一大优点是可以减小线路板的电磁辐射，提高线路板的抗干扰能力。在多层线路板的应用中，毫无例外地专门用两层作电源和信号地线。这样，信号线与地线之间的距离仅为线路板层间的距离。根据前面的分析，高频电路总是选择环路面积最小的路径流动，因此，实际的电流总是在信号线正下方的地线面上流动。这样，自然就形成了最小的信号环路面积，从而减小了差模辐射。低频信号虽然不一定走最小环路面积的路径，但是，低频信号的差模辐射较小。而且，在许多电磁兼容标准中对30MHz以下的辐射发射没有限制。

四层线路板通常将电源和地线放在中间两层，这样有以下好处：

- (1) 便于维护；
- (2) 两层信号走线之间的窜扰小；
- (3) 电源层和地线层之间距离较小，因此阻抗很小，适合于电源噪声解耦。

如果将地线和电源线层放在外边，将信号线夹在中间，从减小辐射的角度可能会有些好处，但是下面的缺点使这种方法很少使用：

- (1) 无法对走线进行维护、修理；
- (2) 两个信号层上的走线必须垂直，否则会发生较严重的窜扰；
- (3) 不利于使用表面安装型器件；
- (4) 降低了信号线的阻抗，增加了电路负荷。

如果线路板上有模拟电路和数字电路，它们的地线面要分开，但要在同一层地线面上划分，而不要用两层分别做地线，因为两层地线面之间的耦合很严重。

#### 5.9.4 PCB 线路板边缘的一些问题

在线路板的边缘，信号线或电源线上的电流会产生更强的辐射。为了避免这种情况的发生，在线路板的边缘要注意以下几点。

**20H 规则：**在线路板的边缘，地线面比电源层和信号层至少外延出  $20H$ ， $H$  是线路板上地线面与电源线面或信号线层之间的距离。这条规则也适合于在线路板上的不同区域的边缘场合。按照一般典型印制板尺寸， $20H$  一般为 3mm 左右。

**关键线：**关键线（时钟信号线等）不要太靠近线路板的边缘，这也包括线路板上不同区域的边缘。

如何减小线路板或电路模块之间的连线的电磁辐射？

常见的错误：线路板之间的互连电缆一般为扁平电缆或柔性印刷电缆。许多设计人员为了提高电缆的利用率，在电缆中仅用一根信号地线。这样做的结果是，形成很大的环路面积，产生很强的差模辐射和较高的敏感度。除了这个问题以外，这种连接方法还会产生另外两个问题，一个是公共地线阻抗耦合问题，另一个是导线之间的窜扰问题。

扁平电缆的正确使用方法：最好是每根信号线的旁边设置一根地线。如果不可能，可以几根信号线共用一根地线，但是高频或敏感线旁边要有一根地线。市场上有带地线面的扁平电缆，使用时要注意地线面在电缆端口处的端接方式，要在整个横截面上端接。

注意潜在的辐射环路：有时两块线路板除了通过线路板上的插座连接以外，还通过扁平电缆连接，这时容易产生潜在的辐射环路。这种情况下，由于两块线路板之间的信号回流线

有两条,因此难以控制实际的信号回流路径。一定要使信号回流路径尽量简明,并在扁平电缆中为信号提供最小阻抗的通路。

不要留悬空的导线:电缆中所有没有使用的导线都不要悬空,要将两端连接到信号地上。悬空的导线会导致很强的窜扰和辐射。芯片不用的引脚也要根据实际情况进行接地,上拉或者下拉。

设计开关电源布局的最好方法与其电气设计相似,最佳的设计流程如下:

- (1) 确定机械结构,放置变压器、电感和散热片;
- (2) 设计电源开关交流回路;
- (3) 设计输出整流交流回路;
- (4) 连接输入信号源电流电路;
- (5) 设计输入电流源回路和输入滤波器;
- (6) 设计输出负载电流回路和输出滤波器。

## 5.10 瞬态脉冲干扰的抑制

环境中存在着一些短暂的高能脉冲干扰,这些干扰对电子设备的危害很大,一般称这种干扰为瞬态干扰。产生瞬态干扰的原因主要有:雷电、静电放电、电力线上的负载通断(特别是感性负载)、核电磁脉冲等。

常见的瞬态干扰(设备需要通过试验验证其抗扰度)有三种:电快速脉冲(EFT)、浪涌(SURGE)、静电放电(ESD)。

电快速脉冲:由电路中的感性负载断开时产生。其特点为:不是单个脉冲,而是一连串的脉冲,因此,它对电路的影响较大。因为一连串的脉冲可以在电路的输入端产生累计效应,使干扰电平的幅度最终超过电路的噪声门限。从这个机理上看,脉冲串的周期越短,则对电路的影响越大。因为,当脉冲串中的每个脉冲相距很近时,电路的输入电容没有足够的时间放电,就又开始新的充电,容易达到较高的电平。

浪涌:浪涌主要是由雷电在电缆上感应产生的,功率很大的开关也能产生。浪涌的特点是能量很大,室内的浪涌电压幅度可以达到6kV,室外往往会超过10kV。浪涌虽然不像EFT那么普遍,但是一旦发生危害是十分严重的,往往导致电路的损坏。

静电放电:雷电现象实际就是一种静电放电现象,它对设备电缆的影响已经体现在浪涌试验中了。实际环境中的另一类主要现象是人体接触设备时的静电放电。但在一些标准中增加了比人体放电更严酷的装置放电。这些静电放电对设备造成的影响从本质上讲以辐射干扰为主。

三种瞬态干扰的比较:

(1) 脉冲上升时间:ESD——极快, <1ns, EFT——很快,约5ns,浪涌——慢,μs数量级。

(2) 能量:ESD——低, EFT(单个脉冲)——中等,浪涌——高。

(3) 电压(负载阻抗高):ESD——15kV以上, EFT——10kV以下,浪涌——10kV以下。

(4) 电流(负载阻抗低):ESD——人体放电为几十安,装置放电可达数百安,

EFT——几十安，浪涌——几千安。

静电放电产生电磁干扰的实质：静电放电现象之所以会产生电磁干扰现象，是因为放电电流具有很高的幅度和很短的上升沿，这样就会产生强度大、频谱宽的电磁场，对电子设备造成电磁干扰。上升沿的长度取决于放电路径的电感。根据傅里叶变换，上升沿为 1ns 的脉冲，带宽达到 300MHz。

在进行静电放电试验时，会发现一种现象：较高的静电电压和较低的静电电压都比中等程度的静电电压产生的静电放电更容易引起电路干扰。关于这种现象有如下的解释。

电压较低时：带电体几乎接触上接地导体时才发生放电，放电是突发性的，上升沿很陡，幅度很大。因此干扰很厉害。

电压中等时：带电体接近接地导体时，两者之间的电压导致气体电离，发生辉光放电，放电电流脉冲的上升沿较长，所占频带较窄。

电压很高时：虽然也会有辉光放电发生，但是会发生多次放电。在每个多次放电序列中，会有一个以上的低电压放电，这会导致快速上升时间和高峰值电流，产生严重的问题。

消除瞬态脉冲干扰的常见措施有串联分压（限流）或并联分流两种方法，具体如图 5-61 所示。

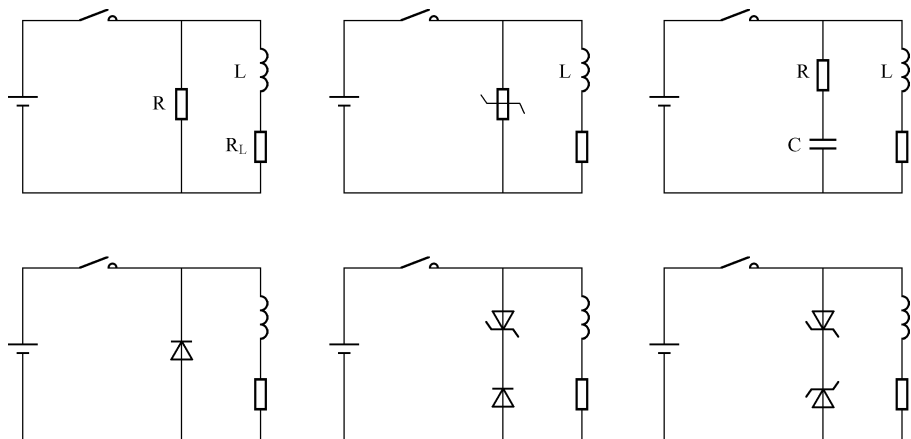


图 5-61 消除瞬态脉冲干扰的措施

### 1. 压敏电阻

原理：当压敏电阻上的电压超过一定幅度时，电阻的阻值降低，从而将浪涌能量泄放掉，并将浪涌电压的幅度限制在一定的幅度。

特点：峰值电流承受能力较大，价格低。

缺点：钳位电压较高（相对于工作电压），随着受到浪涌冲击的次数增加，漏电增加，响应时间较长，寄生电容较大。

### 2. 瞬态抑制二极管（TVS）

原理：当 TVS 上的电压超过一定幅度时，器件迅速导通，从而将浪涌能量泄放掉，并将浪涌电压的幅度限制在一定的幅度。



特点：响应时间短，钳位电压低（相对于工作电压）。

缺点：承受峰值电流较小，一般器件的寄生电容较大。

### 3. 气体放电管

原理：当放电管上的电压超过一定幅度时，器件变为短路状态，从而将浪涌能量泄放掉。

特点：承受电流大，寄生电容小。

缺点：响应时间长，由于导通维持电压很低，因此会有跟随电流，不能在直流环境中使用（放电管不能断开），在交流中使用也要引起注意（跟随电流会超过器件的额定电流值），可以在泄放电路中串联一个电阻来限制电流幅度。放电管的寿命约为 50 次（ $10 \times 1000\mu\text{s}$ ，500A 峰值电流），随后，导通电压开始降低。因此，气体放电管常常和压敏电阻串联使用。

浪涌抑制器件的失效模式一般为短路。这个特点一方面为电路保护提供了安全保障，不会发生器件失效，但另一方面也有可能造成电路工作的中断。

防止浪涌电流对电源的干扰，需要注意回路地线阻抗的问题。若电流为 5kA，地线阻抗为  $0.5\Omega$ ，则反弹电压达到 2500V。因此，防浪涌的地线需要布置得短而宽，这有利于减小地线上的直流阻抗和交流电感。

## 5.11 传导辐射超标的对策

### 5.11.1 传导超标的对策

传导发射超标的判断：首先可以进行差模、共模的判断。简单的通过电流探头检测是差模还是共模的方法如图 5-62 所示。

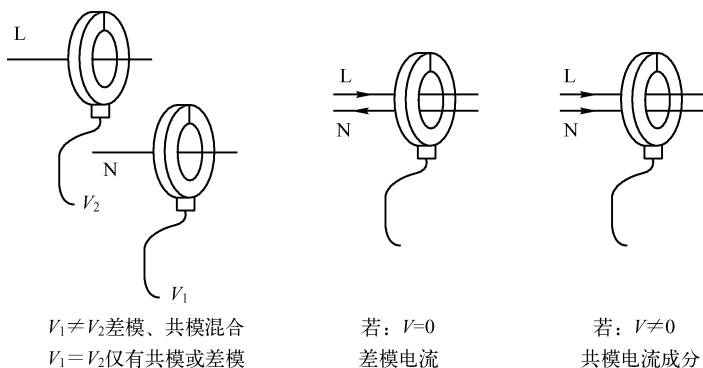


图 5-62 通过电流探头判断差模干扰、共模干扰的方法

对于开关电源的传导测试，凭经验一般来讲，1MHz 以下主要干扰成分为差模干扰，5MHz 以上主要干扰成分为共模干扰，1 ~ 5MHz 之间基本上差模和共模引起的干扰都有可能。

如果是差模干扰引起的，则主要考虑差模滤波器，适当增加差模电感，增大差模 X 电

容,同时注意整流桥后的电解电容的 ESR,如果条件允许,可以用两个较小的电解电容并联代替一个较大的电解电容。

如果是共模干扰引起的,则主要考虑共模电感的大小、Y 电容、吸收电路、缓冲电路、PCB Layout 以及变压器的绕制和屏蔽等。

### 5.11.2 辐射发射超标的对策

辐射发射超标时,需要注意屏蔽机箱、信号滤波器、屏蔽电缆、PCB Layout 及电源滤波器等。

对于电源线滤波器,需要注意滤波器的选取和使用、滤波器的高频特性和安装方式等。

当发现 EMC 超标时,首先直观检查不合理设计,然后采取前述措施,直到合格为止,当 EMC 初次合格后,再逐步去掉最贵或最不好实现的措施,如此进行下去,直到找到一个相对便宜而又容易实现的措施,最终解决 EMC 测试超标的问题。

低频磁场的屏蔽,根据电磁屏蔽的基本原理,低频磁场由于其频率低、吸收损耗很小,趋肤效应很小,并且由于其波阻抗很低,反射损耗也很小,因此单纯靠反射和吸收很难获得需要的屏蔽效果。对这种低频磁场,要通过使用高磁导率材料为磁场提供一条磁阻很低的旁路来实现屏蔽,这样空间的磁场便会集中在屏蔽材料中,从而使磁敏器件免受磁场干扰。

## 5.12 谐波电流的相关知识

### 5.12.1 谐波标准

低压电气及电子设备发出的谐波电流限值(设备每相输入电流  $\leq 16\text{A}$ )标准 GB17625.1—1998 是众多电子电器产品认证检验的一个重要依据标准。它等效于 IEC 61000-3-2:1995。

IEC61000-3-2 标准由国际电工委员会(IEC)第 77 工作组(TC77)维护和发布,目前已有 2001 年第 2.1 版。新版 IEC61000-3-2 标准在技术上继承了 1995 版的 2000 年修订案 A14 等。

一个周期函数可以分解为傅里叶级数,表示为多级正弦函数的和式,即可把周期信号当作是正弦函数的基波与高次谐波的合成。所以,我们可以将设备的电流波形分解为基波和高次谐波,通过特定的仪器测量高次谐波含量。GB17625.1 考虑到第 40 次谐波电流含量。

大量的非线性设备应用,会造成电网电压波形畸变,使电网电能质量下降。当电网中存在过量的谐波电流时,不仅会使发电机的效率降低,严重时还会造成发电机和电网设备的损坏,同时还会影响电网用户设备的正常工作,比如计算机运算出错、电视机画面翻滚。

正是出于保护共用电网电能质量、保障电网和用户设备的正常进行,IEC 提出了谐波电流限值标准。

该标准只对接入频率为 50Hz、相电压为 220V 或 230V 的低压供电系统且每相输入电流不大于 16A 的设备提出谐波电流限值要求。该标准是一个通用电磁兼容标准。一般地说,适合于本标准的产品类别较多,如家用电器、电动工具、电气照明设备、信息技术设备、影音设备等。

### 5.12.2 按谐波限值不同对设备的分类

按照谐波电流限值不同对设备进行分类。

A类：平衡的三相设备以及除以下几类设备外的所有其他设备。

B类：便携式工具。

C类：电气照明设备（包括调光装置）。

D类：有功功率不大于600W，且具有特殊的输入电流波形的设备。

B类和C类设备定义比较简单，而A类和D类的区分比较复杂。D类设备的特殊电流波形主要特征是“脉冲波”。开关电源的电流波形常具有这种特征。

## 5.13 开关电源中的安规

安规简单来讲就是产品的安全规范，安规的目的是为了防止产品对人体的伤害。安全是产品最基本也是最重要的要求。

### 5.13.1 安全认证机构

北美：美国UL、加拿大CSA。

中国：CCC。

欧洲：TUV-PS、莱茵TUV、VDE、BABT、BSI。

很多国家有强制认证或自愿认证（中国、欧盟、美国、加拿大、新加坡、中国香港、日本、中国台湾、韩国等）。

认证类型选择依据如下：

- (1) 不同产品类型选择不同（电源、服务器、通信产品等）；
- (2) 根据不同的国家和地区来判断；
- (3) 根据不同的客户；
- (4) 根据不同的市场定位。

### 5.13.2 CB制度

由于不同的国家采取不同的认证标准和程序，对销往各地的产品要取得多种认证，为减少工作的重复，由IEC国际电工委员会提出的CB制度是全球唯一的电子电器产品认证的多国互认制度，其成员间相互接受对方检测机构签发的CB测试报告并据此核发各自的国家认证证书。CB成员有近50个国家和地区，在UL测试报告中增加各地区的差异测试后就能取得CB报告。但通常CB报告并不能取代安规报告。

常见对人体可能带来伤害的危险有：

- (1) 电极危险；
- (2) 能量危险；
- (3) 火灾危险；
- (4) 结构及热源危险；
- (5) 辐射危险；

### (6) 化学危险。

其中电极危险是指可能的高压电导致电流通过人体的危险。只要有数毫安的电流流过人体,就可对人的正常健康造成影响。一般而言,在干燥情形下,小于 40V (峰值) 或 60V DC 的电压,通常视为不具危险的电压。相反,如果高于 40V (峰值) 或 60V DC 则属于危险电压。

能量危险指具有大电流或高电容线路上短路时,有可能造成电弧放电或熔化金属。因此,即使属于低压线路,如果能提供瞬间大电流或者形成电弧也可能造成能量危险。一个 2V 以上的 (包含 2V) 潜在性电压,其所储存的能量标准超过 20J 以上 (包含 20J) 或一个有效连续性功率标准超过 240VA (包含 240VA) 的定义为能量危险。

火灾危险,燃烧、起火对产品来说显然是非常危险的。在开关电源中需要注意因过载、元器件失效、绝缘破坏等情况下,所造成的异常温度有可能形成火灾的危险。

结构及热源危险,是防止使用者因碰触到高温部件而造成烫伤,防止结构不稳定或不稳固对人员造成的伤害,避免结构上的尖锐角对人员造成挂伤,以及提供适当的保护或固定装置以免人体被危险可动零件所伤害。

辐射危险,如果设备内会释放某种形式的辐射,则对使用者或维修者可能造成一定的伤害,如高强度可见光,离子化辐射、紫外线……

化学危险是指有毒化学物本身及其蒸气,如果人体直接接触到,则会造成伤害,如开关电源中电解电容爆炸出来的电解液等,所以设计时应避免在正常及不正常情况下发生此类的化学危险。

### 5.13.3 设备按安规标准的分类

安规中根据抗电极的保护方式,产品可分为三种等级。

CLASS I 设备指提供接地保护装置的设备,输入端至少是三条线以上,如欧美产品等。

CLASS II 设备指未提供接地保护的设备,输入端至少是两条线以上,如 Adaptor、日本产品等。

CLASS III 设备完全是低压产品,并不会产生危险电压,如低压 DC to DC 的产品等。

开关电源中涉及的安规元器件主要有以下几类。

元器件类:插座,开关,保险丝及保险丝座,X 电容,Y 电容,连接器,变压器及电感,光耦合器,直流及交流风扇,压敏电阻,热敏电阻,接地端子,泄放电阻等。

塑胶类:PCB,安规标签纸,热缩套管,PVC 管,绝缘片,硅胶片,绝缘胶带等。

线材类:一、二次侧线,线材加工线等。

其他:凡立水等。

## 本章总结

1. 电磁兼容 (EMC) 由电磁干扰 (EMI) 和电磁抗扰度 (EMS) 两部分内容组成。
2. 电磁兼容的三要素:干扰源、敏感源和耦合路径,对于电磁兼容性问题,这三要素缺一不可。干扰源分为自然干扰源和人为干扰源。
3. 电磁兼容的标准分为基础标准、通用标准、产品类标准。

4. 常见制定产品标准的组织有：IEC（国际电工委员会），CISPR（国际无线电干扰特别委员会），TC77（第77技术委员会），CENELEC（欧洲电工标准化委员会），FCC（美国联邦通信委员会）等。

5. EN55022、C. I. S. P. R. 第22版规定了欧盟市场中信息技术产品关于传导干扰的限制。

6. LISN（线路阻抗稳定网络）的作用：让输入的低频线电压的电流能够无阻抗地通过；隔离待测试的设备 EUT 和交流输入电源，滤除由输入电源线引入的高频噪声及干扰，为 EUT（被测设备）提供一个“干净”的市电；EUT（被测设备）产生的干扰噪声通过 LISN 内部的滤波网络和电阻  $R_{SL}/R_{SN}$ ，在电阻  $R_{SL}/R_{SN}$  上得到相应的干扰噪声信号值，送到接收机或频谱分析仪进行分析。

7. 浪涌的频率很低，能量很大，浪涌的主要能量都在低通滤波器的通带内。

8. 电快速脉冲群试验，频率高，单个周期能量较小，但是连续多个脉冲具有积分效应。

9. 静电放电试验，时间很短，纳秒级，但放电瞬间电流很大，产生强的干扰磁场。

10. 电磁兼容中的单位常用分贝来表示。

11. 时域中的函数关系可以通过傅里叶变换转换为频域中的函数关系。时域周期信号的傅里叶变换是离散的频谱，能量集中；时域非周期信号的傅里叶变换是连续的频谱，能量分散。因此一个系统周期信号对 EMC 的影响比非周期信号大。

12. 根据 L、N 导线中干扰信号的相位关系分为差模干扰信号和共模干扰信号。差模干扰主要由输入大电容的 ESR 引起，共模干扰主要由 PCB 布线、开关元器件的寄生电容和变压器、电感等的寄生电容产生。

13. 开关电源中的地线按不同的标准可以分为：安全地和信号地；功率地和逻辑地；模拟地和数字地；热地和冷地；原边地和次边地。

14. 地线并不是等电位体，由于地线阻抗，地线的不同部位之间存在着地电位差。地线阻抗是产生地线干扰的根源。

15. 根据地线电流的频率和大小，常采用的接地方式有：单点接地、多点接地和混合接地。开关电源中常采用串联单点接地和并联单点接地。

16. 电磁屏蔽是解决电磁辐射的一个有效措施之一。波阻抗定义为电场与磁场的比值。近场波有电场波和磁场波之分，电场波随着距离的增加，波阻抗减小，磁场波随着距离的增加，波阻抗增加。无论电场或磁场，远场波为平面波，其波阻抗为一定值， $377\Omega$ 。

17. 对电磁波的总的屏蔽效能等于吸收损耗与反射损耗之和。电磁波的屏蔽还需考虑孔洞和缝隙的泄漏。

18. 对于抑制 EMI 传导干扰的有效措施是 EMI 滤波器。EMI 噪声有差模噪声干扰和共模噪声干扰，同样，EMI 滤波器有差模滤波器和共模滤波器。差模滤波器由差模电感和 X 电容构成，共模滤波器由共模电感和 Y 电容构成。

19. 任何 EMI 滤波器都可以看成是二端口网络或者二端口网络的级联。插入损耗定义为没有滤波器接入时，从噪声源传输到负载的功率  $P_1$ ，与接入滤波器后，从噪声源传输到负载的功率  $P_2$  之比，用 dB（分贝）表示。通过二端口网络的 A 参数矩阵可以很方便地求出 EMI 滤波器的插入损耗。

20. EMI 滤波器的插入损耗不仅是电抗元件的函数，也是频率和阻抗的函数。插入损耗

越大, 滤波器对噪声干扰信号的衰减作用越强。

21. EMI 滤波器的反射系数越大, 其对噪声干扰信号的吸收能力越强; 反射系数越小, 则 EMI 滤波器相对噪声干扰信号来讲越接近无损耗传送。在 EMI 滤波器设计中对 50Hz、60Hz 的市电频率希望反射系数小, 而对高频噪声信号, 则希望 EMI 滤波器对源 (电网) 以及负载 (电源设备) 的反射系数大, 这样能确保绝大部分干扰信号被滤波器吸收而不是传递出去。这也是研究 EMI 滤波器吸收系数的意义。

22. 常见的低通滤波器有: 单电容型 (C 型), 单电感型 (L 型),  $\Gamma$ 型和反 $\Gamma$ 型, T 型,  $\pi$ 型。不同结构的滤波电路适合于不同的源阻抗和负载阻抗。电路中的滤波器件越多, 则滤波器阻带的衰减越大, 滤波器通带与阻带之间的过渡带越短。若滤波器由  $N$  个器件构成, 则过渡带的斜率为 20NdB/十倍频程, 或者说 6NdB/倍频程。

23. 共模电感绕组的绕向相同, 共模信号产生的磁场相互叠加, 表现为很大的阻抗, 阻止共模信号的传输; 而对差模信号, 由于绕向相同, 产生的磁场相互抵消, 表现为很低的阻抗, 能够保证差模信号基本无阻碍地传输。共模电感中的漏感也构成回路中的差模电感, 对差模信号有一定的衰减作用。

24. 当高频信号通过高频抑制铁氧体磁珠、磁环时, 铁氧体的阻抗成分由电阻成分构成, 电磁能量以热的形式耗散掉。

25. 峰值负载电流通常限制了分立差模电感的尺寸和电感量, 一般在 100 $\mu$ H 和 1mH 之间。由于对漏电流的安全标准限制, 限定了所用共模 Y 电容的大小, 共模滤波器中要求具有较高的电感量, 很多实际应用中都使用 10mH 至 33mH 的共模电感。

26. 反射式滤波器利用阻抗失配达到对高频干扰信号的反射, 吸收式滤波器采用铁氧体抑制元件, 将高频干扰转化为热能, 达到滤波的作用。

27. 在选择滤波器时要考虑滤波器的插入损耗, 高频特性, 耐压能力, 允许通过的额定电流的能力以及机械强度, 安装方便等。

28. 滤波器的安装需考虑防止输入、输出的耦合以及地线的处理。

29. 相对于增加走线宽度, 缩短导线的长度能够有效地减小电感。对于重要信号, 短而粗的走线能够有效地减小走线的低频电阻和高频电感。

30. 使用解耦电容 (储能电容) 能有效地减小走线电感带来的噪声干扰, 给芯片供电的储能电容要尽量靠近芯片, 而且电流环路要越小越好。储能电容既要保证芯片足够的能量波动, 但由于电容谐振频率点的影响, 其容量也不是越大越好, 否则会增加储能电容提供电流的能力。

31. 高频时电流环路的阻抗与回路所围的面积成正比。多层线路板信号线与地线之间的距离仅为线路板层间距离, 形成了最小的信号环路面积, 因而能有效地减小电磁辐射。

32. 三种瞬态脉冲干扰: 电快速脉冲 (EFT), 浪涌 (SURGE), 静电放电 (ESD)。常用瞬态抑制元器件有压敏电阻、瞬态抑制二极管和气体放电管。气体放电管存在跟随电流的问题, 常常和压敏电阻一起配合使用。

33. 按照谐波电流的限值不同, 设备分为 A 类设备, B 类设备, C 类设备, D 类设备。安规中根据抗电极保护的方式, 产品可分为: I 类设备, II 类设备, III 类设备。

# 参 考 文 献

- [1] 丁道宏. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1999.
- [2] Abraham I. Pressman. Switching Power Supply Design. 2nd ed. New York: McGraw – Hill, 1998.
- [3] 热心网友对 CMG 大侠关于反激变换器的帖子的整理. 世纪电源网, [www.21dianyuan.com](http://www.21dianyuan.com).
- [4] 杨继深. 电磁兼容讲义. 世纪电源网, [www.21dianyuan.com](http://www.21dianyuan.com).
- [5] 秦曾煌. 电工基础. 北京: 高等教育出版社, 1990.
- [6] Fred Wu, Jimmy Liu, Aaron Liu. Two Phases Interleave Flyback Single Stage PFC AC/DC Conversion for LED Lighting. Proceedings of the 9th International PCIM China Conference, 2010.
- [7] 徐德鸿. 现代电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [8] 胡寿松. 自动控制原理. 北京: 科学出版社, 2013.

## 反侵权盗版声明

电子工业出版社依法对本作品享有专有出版权。任何未经权利人书面许可，复制、销售或通过信息网络传播本作品的行为；歪曲、篡改、剽窃本作品的行为，均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人应承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。

为了维护市场秩序，保护权利人的合法权益，本社将依法查处和打击侵权盗版的单位和个人。欢迎社会各界人士积极举报侵权盗版行为，本社将奖励举报有功人员，并保证举报人的信息不被泄露。

举报电话：(010) 88254396；(010) 88258888

传 真：(010) 88254397

E-mail: dbqq@phei.com.cn

通信地址：北京市海淀区万寿路 173 信箱

电子工业出版社总编办公室

邮 编：100036